www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

JAARGANG 21, 1959, no. 12 blz. 345-380 Verschenen 5 mei 1960

Philips Technisch Tijdschrift

BEHANDELEND TECHNISCHE VRAAGSTUKKEN
SAMENHANGENDE MET DE PRODUKTEN, WERKWIJZEN EN ONDERZOEKINGEN
VAN DE N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN

EEN APPARAAT VOOR HET TELLEN VAN MICROSCOPISCHE DEELTJES EN HET BEPALEN VAN HUN GROOTTEVERDELING

door H. A. DELL*), D. S. HOBBS*) en M. S. RICHARDS*).

531.717:531.791:621.317.39

In de laatste tientallen jaren heeft men veel aandacht besteed aan het probleem om van monsters die uit talrijke kleine deeltjes bestaan, de deeltjes automatisch te tellen en hun afmetingen vast te stellen. Dit artikel bevat, naast een inleiding tot het probleem, een beschrijving van een apparaat voor dit doel, dat ontwikkeld is in de Mullard Research Laboratories te Salfords in Engeland.

Bij talrijke onderzoekingen komt het voor dat men van monsters die bestaan uit talrijke kleine deeltjes, het aantal deeltjes moet tellen en hun grootteverdeling moet vaststellen [1]). Typische voorbeelden zijn: het tellen van bloedlichaampjes, het onderzoek van pigmentdeeltjes in verf, en het onderzoek van stofdeeltjes in luchtmonsters uit kolenmijnen — dit laatste met het oog op explosiegevaar of op mogelijke schade voor de gezondheid. Vaak wordt een tweedimensioneel preparaat bereid, dat, b.v. met behulp van een microscoop, punt voor punt wordt bekeken. Rekening houdend met de wijze waarop het monster is genomen en het preparaat bereid, bepaalt men vervolgens de aantallen en afmetingen der deeltjes in het oorspronkelijke monster.

Het is duidelijk dat het puntsgewijze onderzoek van een vlak preparaat veel overeenkomst vertoont met de aftasting van een scène of van een afbeelding zoals deze plaatsvindt bij televisie of bij het telegrafisch overbrengen van foto's. Het is derhalve niet verwonderlijk dat vaak is voorgesteld op deze technieken gebaseerde methodes toe te passen om de genoemde tweedimensionele preparaten automatisch te analyseren, d.w.z. automatisch de deeltjes te tellen en hun grootteverdeling te bepalen.

Na een nadere bespreking van het probleem schetsen we in dit artikel enige van de gerealiseerde methodes, lichten vervolgens de methode toegepast in een door Mullard ontwikkelde deeltjesanalysator (*fig. 1*) uitvoeriger toe, en geven constructiedetails van deze apparatuur.

Probleemstelling

Bij het aftasten van een preparaat om de deeltjes te tellen, is het noodzakelijk maatregelen te treffen om te vermijden dat een deeltje meer dan één keer geteld wordt (meervoudige telling) of dat twee of meer deeltjes als een enkel deeltje geteld worden (klontertelling). Als visueel wordt geteld met behulp van een microscoop, vervullen de ogen van de waarnemer de functie van het aftasten, terwijl zijn herinnering van de reeds getelde deeltjes in het gehele veld meervoudige tellingen of klontertellingen moet voorkomen. Dit kan erg vermoeiend zijn en is niet zeer betrouwbaar, vooral niet als het monster vele deeltjes bevat (wat anderzijds juist wenselijk is om statistische fouten gering te houden).

In een automatische analysator kan het aftasten geschieden door een lichtbundel die door de deeltjes wordt gemoduleerd; de modulatie wordt gedetecteerd door een fotocel. Twee bekende systemen zijn het licht*lijn*aftastsysteem en het licht*stip*aftastsysteem. Het eerstgenoemde systeem maakt gebruik

*) Mullard Research Laboratories, Salfords (Surrey), Engeland.

[1]) Zie voor een uitvoerig overzicht van alle aspecten van deeltjesanalyse: The physics of particle size analysis, Brit. J. appl. Phys., Suppl. no. 3, 1954. Zie ook: G. Herdan, Small particle statistics, Elsevier, Amsterdam 1953. Speciaal over de automatisering van de analyse is een overzicht gegeven door B. B. Morgan, Research (London) **10**, 271, 1957.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

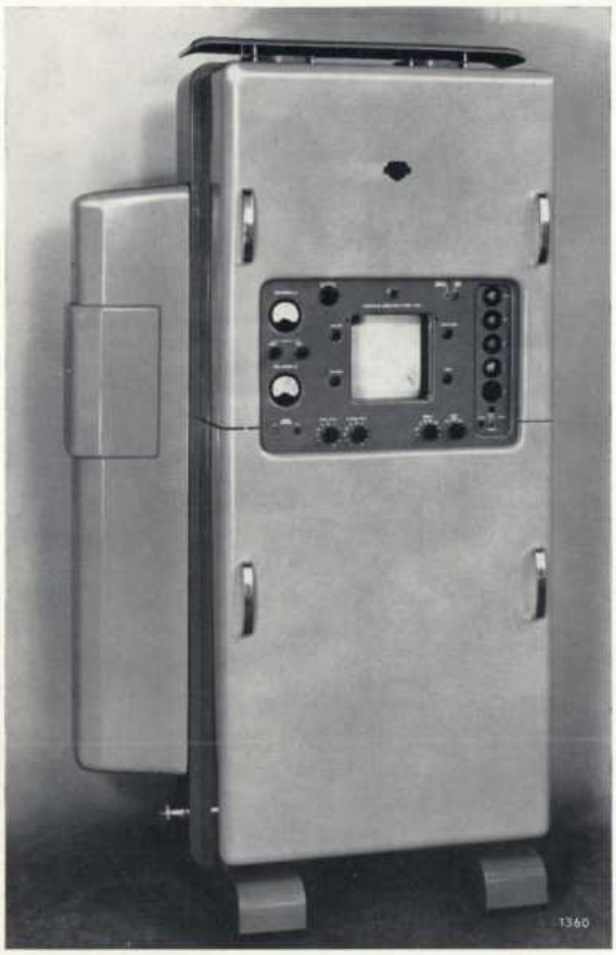


Fig. 1. De deeltjesanalysator van Mullard, type L 188.

van een op het preparaat geprojecteerde lichtlijn, die loodrecht op zijn lengterichting beweegt en dus een oppervlak beschrijft. Bij het laatstgenoemde systeem beweegt een lichtstip over het preparaat heen in een serie van opeenvolgende evenwijdige lijnen, totdat het gewenste oppervlak geheel is afgetast. Bij het licht*lijn*systeem heeft men vrijwel geen kans op meervoudige tellingen, maar wel op klontertellingen. Men kan echter zekere kunstgrepen toepassen om dergelijke fouten te vermijden. Bij het licht*stip*systeem kan men zowel meervoudige tellingen als klontertellingen grotendeels voorkomen door een geheugen te gebruiken, dat de signalen van de aftasting van een lijn vergelijkt met die van de vorige lijn.

Om de grootteverdeling der deeltjes automatisch te bepalen, moet ieder deeltje op een of andere manier kwantitatief worden „onderzocht" als het door de lichtstip getroffen wordt. Bij de deeltjesanalysator van Mullard wordt de afstand waarover het deeltje de lichtbundel onderschept (de interceptielengte), gemeten. Bij een andere methode wordt de aftastende lichtstip, zodra hij een deeltje ontmoet, kortstondig loodrecht op de aftastrichting afgebogen, waarbij een „diameter" van het deeltje wordt gemeten. Er zijn verscheidene andere systemen mogelijk. Bij al deze methodes gaat men het best zo te werk dat men het gehele veld een aantal malen na elkaar aftast, waarbij telkens alle deeltjes worden geteld die groter zijn dan een zekere vastgestelde maat. Bij de opeenvolgende aftastingen kiest men deze maat telkens één stapje groter. Uit een complete serie aftastingen volgt dan een geïntegreerde verdelingskromme voor de grootten der deeltjes. De nauwkeurigheid van de telling en van de bepaling der grootten zal enerzijds afhangen van het scheidend vermogen van het apparaat en van de grootte van het veld, anderzijds van de afmetingen en het aantal der deeltjes. De veroorzaakte fouten kunnen worden verkleind door verschillende preparaten of verschillende gedeelten van een preparaat te onderzoeken.

Aftasting van het monster

Fig. 2 is het schema van de lichtlijnaftastmethode. Een geïdealiseerd preparaat, dat drie deeltjes bevat, is getekend in (*a*), terwijl (*b*) de signalen voorstelt die dit preparaat bij aftasting zou opleveren. Men ziet dat deeltje *A* een enkelvoudig signaal veroorzaakt, waaruit de afmeting van *A* zou kunnen worden afgeleid. De deeltjes *B* en *C* leveren een gecombineerd signaal, waaruit de afmetingen der afzonderlijke deeltjes niet blijken, en zelfs niet het bestaan van twee afzonderlijke deeltjes. Als men alle deeltjes afzonderlijk wil tellen en meten, moet men ernaar streven het onderzoek zo in te richten dat slechts één deeltje tegelijk de lichtlijn onderschept, of anders een statistische correctie voor de klontertellingen aanbrengen. Ook bij deeltjes aan de rand, die slechts gedeeltelijk door de lichtlijn worden getroffen, ontstaan fouten, want hun signalen zijn niet te onderscheiden van die welke van kleinere deeltjes afkomstig zijn.

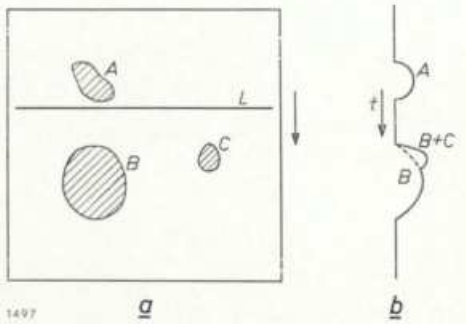


Fig. 2. Ter toelichting van de aftasting door een lichtlijn.
a) Geïdealiseerd preparaat. De lichtlijn *L* beweegt in de richting van de pijl.
b) De gedurende een aftasting van (*a*) verkregen signalen.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Om het laatstgenoemde effect te bestrijden, zijn twee methodes voorgesteld. Bij de eerste doet men na elkaar twee of meer proeven met lichtlijnen van toenemende lengte [2]). Als de statistische randeffecten in deze gevallen even groot zijn, zal het verschil tussen elke twee uitkomsten beantwoorden aan een preparaat dat wordt afgetast door een lijn ter lengte van het verschil der twee desbetreffende lijnen, maar zonder randeffecten. Bij toepassing van deze methode is het van belang dat de kans op klontertellingen voor de twee lijnen niet noemenswaard verschilt. Bij preparaten waar de deeltjes niet gelijkmatig over het veld zijn verdeeld, kunnen hierdoor gemakkelijk weer fouten ontstaan.

De tweede methode die is voorgesteld [3]), en die evenals de eerste in een handelsinstrument is toegepast, maakt gebruik van een driedelige lichtlijn. De hoofdlijn wordt aan beide uiteinden vergezeld door een korte aansluitende hulplijn. De drie lijnen bewegen als één geheel over het preparaat. De meetschakeling is zo ingericht dat deeltjes die zowel de hoofdlijn als een hulplijn onderscheppen, geen signaal opleveren. Alleen deeltjes die uitsluitend de hoofdlijn onderscheppen, worden door het apparaat geregistreerd. Een nadeel van deze techniek is dat de oppervlakte van het preparaat die wordt afgetast, in feite voor kleine deeltjes groter is dan voor grote. Hierdoor wordt weer een element van onzekerheid geïntroduceerd.

Met het oog op deze nadelen maakt de deeltjesanalysator van Mullard gebruik van aftasting door een lichtstip (*fig. 3*). Een preparaat dat vier deeltjes *A*, *B*, *C* en *D* bevat, is in (*a*) getekend, terwijl (*b*) de signalen toont die hierdoor worden opgewekt als men een lichtstip gebruikt van verwaarloosbare afmetingen. In dit geval is het momentele signaal altijd ondubbelzinnig verbonden met een bepaalde plaats in het preparaat. Buurdeeltjes kunnen altijd als afzonderlijke deeltjes worden onderkend, zij het ook met een beperking door de eindige afmetingen van de lichtstip en door de onderlinge afstand der aftastlijnen (eindig scheidend vermogen). Binnen deze grenzen zullen de geleverde signalen volledige informatie omtrent de deeltjes bevatten: het beeld van het preparaat kan uit de signalen immers volledig worden gereconstrueerd (vgl. facsimileoverbrenging en televisie). Helaas is het enigszins omslachtig, de gewenste informatie omtrent het aantal deeltjes en hun afmetingen uit te zeven. De oorzaak is dat grote deeltjes zich over verscheidene aftastlijnen uitstrekken, zodat zij meer dan één signaal leveren. Een mogelijkheid om van zo'n deeltje de grootte te bepalen, is, alle intercepties door dit deeltje in een geheugen op te slaan. (Hieronder zal blijken dat dit bij het Mullardtoestel niet nodig is.) Na voltooiing van de aftasting kan dan òf het aantal intercepties (maat voor de afmeting van het deeltje loodrecht op de aftastrichting), òf de som der interceptielengten (maat voor de oppervlakte van het silhouet) van het deeltje worden vastgesteld. Dit moet voor alle deeltjes in het afgetaste gedeelte van het preparaat gebeuren.

Als de aard van het preparaat van te voren bekend is (in het bijzonder als alle deeltjes cirkelvormig zijn, of althans hun vorm min of meer constant en bekend is), kan de vaststelling of intercepties „geassocieerd" zijn, d.w.z. afkomstig zijn van een zelfde deeltje, worden vervangen door een statistische analyse van de geregistreerde interceptielengten [4]). Het is dan slechts nodig alle intercepties die in een volledige aftasting zijn opgetreden, te tellen en te meten, om het aantal en de grootteverdeling der aanwezige deeltjes te kunnen afleiden. Gewoonlijk echter is door de aard van het preparaat deze oplossing niet mogelijk. Het is dan noodzakelijk, het bestaan van associatie tussen signalen op directe wijze vast te stellen.

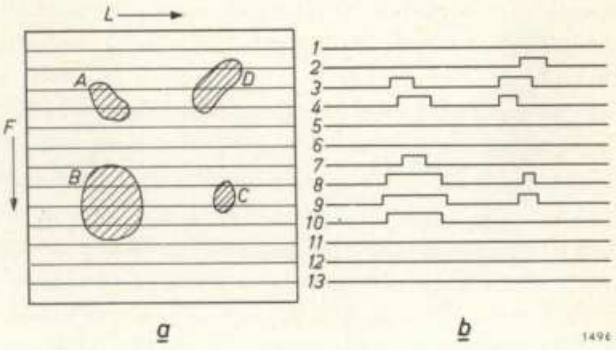


Fig. 3. Ter toelichting van de aftasting door een lichtstip. *a*) Geïdealiseerd preparaat. *L* is de richting waarin de stip langs een lijn beweegt en *F* de richting waarin de lijn opschuift. *b*) De gedurende een aftasting van (*a*) verkregen signalen.

Associatie van signalen in opeenvolgende lijnen

In de literatuur zijn twee criteria bekend om uit te maken of interceptie in successieve aftastlijnen door hetzelfde dan wel door verschillende deeltjes veroorzaakt wordt.

Volgens het eerste, het *anticipatie-tolerantiecriterium* [5]), mag een interceptie in een aftastlijn slechts dan worden opgevat als afkomstig van een groot deeltje dat ook de voorafgaande lijn onderschepte, indien de beginpunten (of eindpunten) van de twee

[2]) H. S. Wolff, Nature **165**, 967, 1950. Een handelsinstrument waarbij dit systeem wordt toegepast, is beschreven door P. G. W. Hawksley e.a., Brit. J. appl. Phys., Suppl. no. 3, blz. S165, 1954, en door B. B. Morgan en E. W. Meyer, J. sci. Instr. **36**, 492, 1959. De theorie van de methode is uitgewerkt door P. G. W. Hawksley, Brit. J. appl. Phys., Suppl. no. 3, blz. S125, 1954.

[3]) E. W. Meyer, Brits octrooi 714 350, 1951.

[4]) J. G. Dawes en P. G. W. Hawksley, opgenomen in W. H. Walton, Central Research Establishment Report of National Coal Board (U.K.), no. 79, 12 juni 1951.

[5]) D. W. Gillings, Brits octrooi 719 773, 1950.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

intercepties binnen een vastgestelde, in de aftastrichting gemeten tolerantieafstand van elkaar liggen.

In het voorbeeld van fig. 3 kan men de tolerantie zo kiezen dat bij voorbeeld de eerste interceptie in lijn *8* wèl wordt geassocieerd met de interceptie in lijn 7, maar de tweede interceptie in lijn *8* niet. Voor beide gevallen is het resultaat dan juist. Als er deeltjes bij zijn waarvan de begrenzing gedeeltelijk ongeveer evenwijdig met de aftastrichting loopt, moet de tolerantie groot zijn. Het kan dan heel moeilijk zijn te vermijden dat intercepties afkomstig van afzonderlijke, maar naburige deeltjes, geassocieerd worden.

Volgens het tweede criterium, het zg. *overlappingscriterium* (waarvan de voordelen het eerst naar voren zijn gebracht door Roberts [6]), moeten twee intercepties in opeenvolgende lijnen geassocieerd worden indien deze intercepties elkaar overlappen. Men kan bewijzen dat met het overlappingscriterium alle intercepties correct geïnterpreteerd worden, met een scheidend vermogen van ongeveer de lichtstipdiameter, als de afstand tussen opeenvolgende aftastlijnen ongeveer gelijk is aan de straal van de lichtstip. De kans op foutieve associaties, die bij toepassing van het anticipatie-tolerantiecriterium aanzienlijk kan zijn als het dicht bezette preparaten betreft, is hier slechts gering. Als men de deeltjes alleen wil tellen, is om deze reden het overlappingscriterium het best geschikt. Wil men ook de grootte der deeltjes meten, dan zal de keuze tussen de twee criteria nog moeten afhangen van de wijze waarop men de meting uitvoert. Doet men dit door middel van de reeds genoemde zg. sommatie van intercepties, dan leidt het overlappingscriterium tot complicaties. Dit is de reden dat alle systemen waarbij sommatie van intercepties toepassing vindt, voor zover zij in de literatuur zijn beschreven, van het anticipatie-tolerantiecriterium gebruik maken [5] [7] [8]).

Stel dat het overlappingscriterium wordt gebruikt. Beschouw b.v. de signalen die afkomstig zijn van het deeltje *D* in fig. 3. De eerste interceptie door dit deeltje komt voor in lijn *2*, het signaal hiervan wordt op een geschikte manier geregistreerd. In lijn *3* komt de tweede interceptie voor, maar het feit dat deze geassocieerd is met de eerste interceptie, blijkt pas enige tijd na het begin van de tweede interceptie (hier iets meer dan de halve duur van deze interceptie). Op dat ogenblik moet een mechanisme in werking treden om de gehele lengte van de tweede interceptie bij de eerste op te tellen. Tevens moet men aan de registratie van de tweede interceptie de eis stellen dat eventuele overlapping met een interceptie in de volgende lijn geconstateerd kan worden.

Deze complicaties treden niet op bij toepassing van het anticipatie-tolerantiecriterium. Het begin van een interceptie in een aftastlijn ligt òf binnen de tolerantiezone van een voorafgaande interceptie, òf het ligt niet in die zone. In het eerste geval is de interceptie met de voorafgaande geassocieerd, in het tweede betekent ze een nieuw deeltje. In beide gevallen is er direct bij het begin van de interceptie zekerheid wat er met het bijbehorende signaal moet gebeuren.

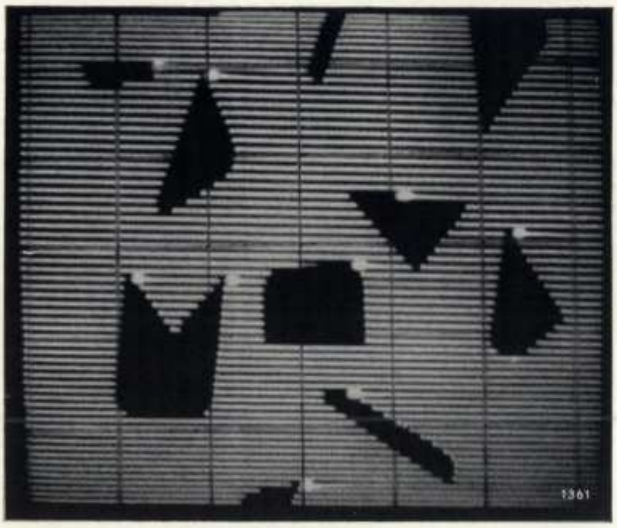


Fig. 4. Aftasting van geïdealiseerde deeltjes, zichtbaar gemaakt op een televisieweergeefbuis. De witte stippen zijn merktekens die aangeven dat het deeltje geteld is (zie later). Men ziet dat het vertakte deeltje twee keer is geteld.

De deeltjesanalysator van Mullard voert groottebepalingen uit, niet door sommatie van intercepties, doch door middel van „maximalisering" van intercepties. Dit betekent dat iedere interceptie wordt vergeleken met een tevoren gekozen lengte, en dat een deeltje alleen wordt geteld als deze lengte wordt overschreden [9]). Het gebruik van het overlappingscriterium levert dan geen bijzondere complicaties, en bij het apparaat van Mullard profiteert men dan ook van het voordeel van de grotere betrouwbaarheid die dit criterium meebrengt.

Systemen met lichtstipaftastig hebben alle het bezwaar dat bij een vertakt of ingedeukt deeltje de kans bestaat dat het zich aanvankelijk aan de aftaster voordoet als twee of meer afzonderlijke deeltjes (zie *fig. 4*). Dit is echter geen ernstig bezwaar, want een dergelijk vertakt deeltje bestaat in werkelijkheid vaak uit twee of meer samengeklonterde deeltjes.

Lijngeheugen

Welk criterium voor associatie van intercepties men ook aanlegt, altijd is een geheugen nodig, waarin

[6]) F. Roberts, vermeld door W. H. Walton, Nature **169**, 518, 1952.
[7]) C. F. Bareford en H. A. Dell, Brits octrooi 727 134, 1951.
[8]) W. H. Walton, D. G. A. Thomas en J. W. Philips, Brits octrooi 732 662, 1954.
[9]) D. S. Hobbs, Britse octrooiaanvrage 16 101, 1956.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

de signalen die door de aftasting worden opgewekt, worden bewaard. Past men maximalisering van intercepties toe, dan behoeft het geheugen de intercepties slechts voor de duur van één lijnaftastperiode vast te houden (lijngeheugen). Tegelijk met het aftasten van een lijn moet de registratie van de vorige lijn worden gelezen. Alleen een deeltje dat *voor het eerst* door de lichtstip wordt getroffen, levert een aftastsignaal dat niet is geassocieerd met een signaal uit het geheugen. Hiervan kan men gebruik maken om voor ieder deeltje een speciale tel-impuls te laten ontstaan.

Behalve een echt lijngeheugen kan men ook een pseudogeheugen gebruiken [10]). Het preparaat wordt daartoe tegelijkertijd afgetast door twee gelijke lichtstippen; de ene hiervan (de volglichtstip) tast de $(n-1)$ste lijn af als de andere met de n-de lijn bezig is. Voor de signalen van de twee lichtstippen zijn afzonderlijke kanalen beschikbaar. Men heeft nu dezelfde signalen als door een enkele lichtstip en een geheugen zouden worden geleverd.

Deze eenvoudige methode om een geheugen te imiteren, bezit een praktisch bezwaar, waarop het eerst is gewezen door Walton (persoonlijke mededeling), en dat veel ernstiger is dan men op het eerste gezicht zou denken. Het signaal dat afkomstig is van de volglichtstip, is niet echt een herhaling van het eigenlijke signaal dat de vorige aftastlijn leverde; het is veeleer een „herschepping" van dit signaal met behulp van de volglichtstip. Als derhalve de volglichtstip een weg volgt die enigszins afwijkt van die van de eerste lichtstip, of als de twee kanalen enigszins in gevoeligheid verschillen (allebei omstandigheden die zich in de praktijk bijna niet laten vermijden), kan het herschapen signaal onjuist zijn. In vele gevallen kan dit tot gevolg hebben dat deeltjes dubbel of in het geheel niet worden geregistreerd.

Men heeft lijngeheugens in vele vormen beproefd, b.v. magnetische trommels en magnetische registratie op band, elektrostatische registratie op een katodestraalbuis [11]), en akoestische vertragingslijnen, waaronder „lijnen" met nikkeldraad [12]) of met kwik als medium.

Van al deze mogelijkheden hebben, voor het hier beoogde doel, de kwikvertragingslijnen de meest bevredigende resultaten geleverd. De deeltjesanalysator van Mullard bevat dan ook een kwikvertragingslijn, met een vertraging van 1000 μsec, als lijngeheugen. De werking hiervan zal hieronder nog nader worden beschreven.

De deeltjesanalysator van Mullard

De deeltjesanalysator van Mullard is erop gebaseerd dat eerst een foto van het preparaat op normale 35-mm-film wordt gemaakt. Deze foto wordt door het apparaat onderzocht. Deze weg is gekozen omdat de gebruiker hierbij de grootste vrijheid wordt gelaten bij het nemen van het monster en in de toepassing van de verschillende microscooptechnieken. Dit maakt het apparaat veelzijdiger. Het is niet aantrekkelijk, een instrument dat toch al tamelijk gecompliceerd is, ook nog te voorzien van een ingewikkelde optische uitrusting. Een dergelijke voorziening brengt bovendien kosten extra mee, en een ongewenste duplicering van apparatuur die in de meeste laboratoria toch al voorhanden is.

De film wordt afgetast door een lichtstipaftaster [13]). Op een speciale katodestraalbuis (type MC 13-16), met een fosfor met zeer korte nalichttijd [14]), wordt een aftastraster van 100 lijnen (60 bij 60 mm) geproduceerd. De aftastfrequentie is bijna 10 per sec, zodat een volledige aftasting ca. $^1/_{10}$ sec duurt. Het raster wordt door een optisch systeem verkleind geprojecteerd op het filmbeeldje. Het doorvallende licht valt op een fotomultiplicatorbuis, die een signaal levert dat varieert met de doorlating van de film op de plaats waar zich de lichtstip bevindt. De lichtstipaftaster is in *fig.* 5 schematisch voorgesteld.

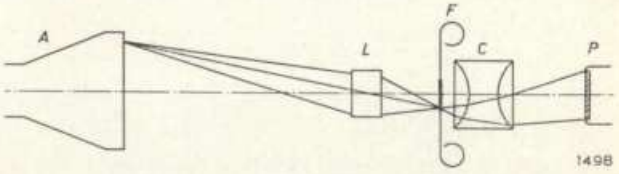


Fig. 5. Lichtstipaftaster met het optische systeem, dat van het raster (60 bij 60 mm) op de katodestraalbuis een 3× verkleind beeld (20 bij 20 mm) op de film projecteert. *A* aftastbuis, *L* projectielens, *F* film, *C* condensor, *P* fotomultiplicator. In werkelijkheid zijn in een revolverkop twee projectielenzen aangebracht. De tweede lens geeft een beeld dat ca. 12× verkleind is (5 bij 5 mm), zodat het scheidend vermogen dan groter is.

Ter controle geeft een katodestraalbuis met een 25-cm-scherm het afgetaste filmgedeelte tienmaal vergroot weer (*fig.* 6). Een deeltje wordt gemerkt door een heldere stip wanneer het geteld wordt. Als het apparaat op „meten" is ingesteld, krijgen alleen die deeltjes een merkteken die een interceptie *groter dan een gekozen waarde* veroorzaken. Bij gebruik van de normale projectielens (raster van 20 bij 20 mm op de film) beantwoorden de standen van de „groottekiezer" aan een serie van elf waarden, opklimmend met een factor $\sqrt{2}$, nl.: 0,20 mm; 0,28; 0,40; 0,56; 0,80; 1,14; 1,60; 2,28; 3,20; 4,56; 6,40 mm.

[10]) H. A. Dell en E. J. Jones, Brits octrooi 741 471, 1951.
[11]) F. C. Williams en T. Kilburn, Proc. Instn. Electr. Engrs. **96-III**, 81, 1949.
[12]) E. M. Bradburd, Electrical communication **28**, 46, 1951.
[13]) De werkingswijze van een dergelijke aftaster is uiteengezet door F. H. J. van der Poel en J. J. P. Valeton, Philips techn. T. **15**, 217-228, 1953.
[14]) A. Bril, J. de Gier en H. A. Klasens, Philips techn. T. **15**, 229-233, 1953.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

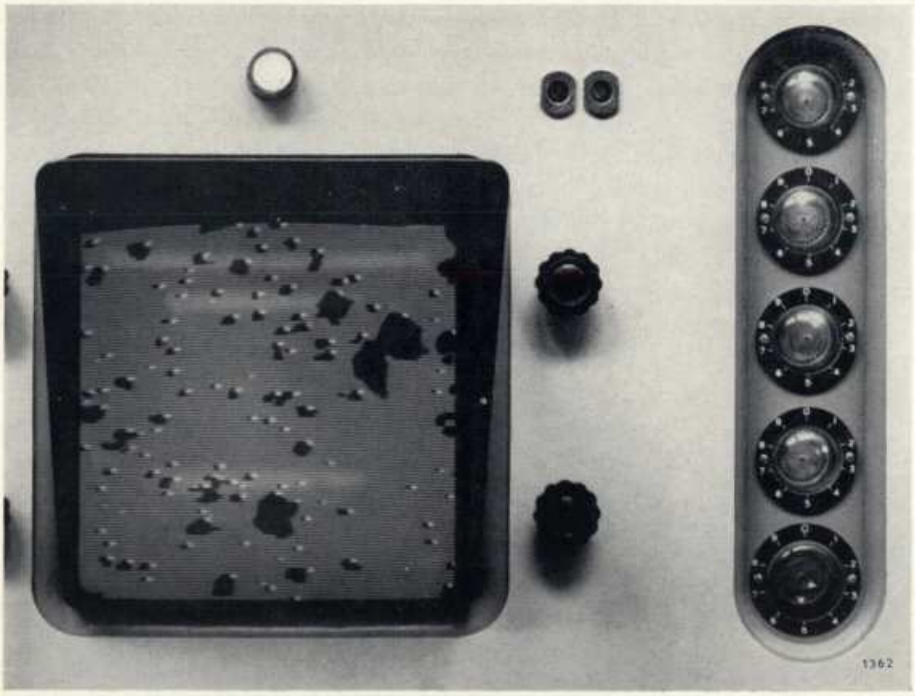
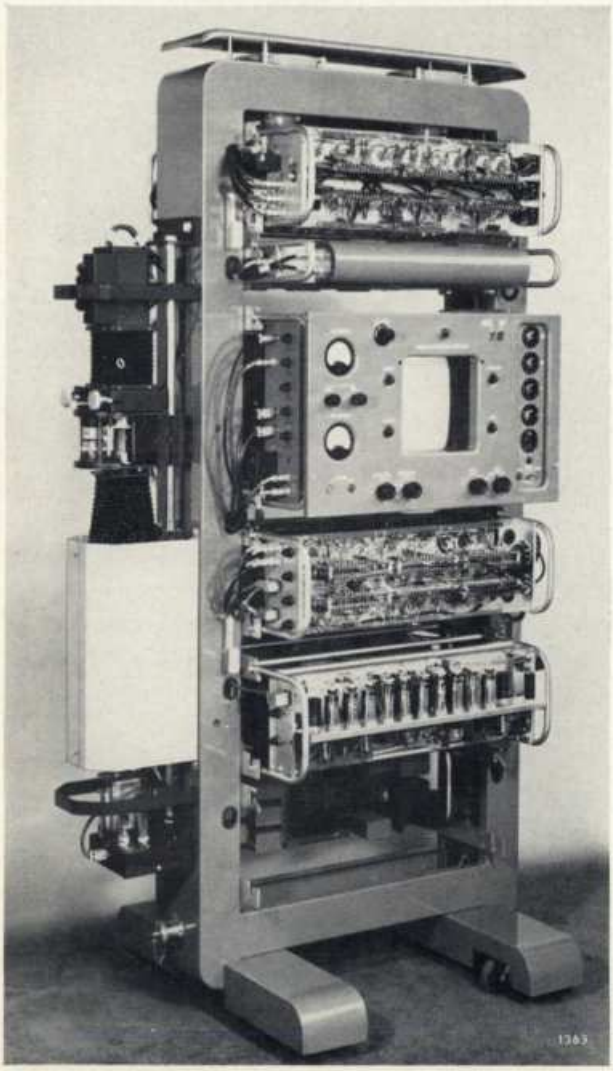


Fig. 6. Bedieningspaneel met decimale telbuizen en een 25-cm-weergeefbuis voor visuele controle. Ieder geteld deeltje wordt gemerkt door een heldere stip, verkregen doordat de elektronenbundel bij iedere telling momenteel wordt versterkt. De belichtingstijd van de foto was langer dan de duur van 20 volledige aftastingen. Desniettegenstaande is de foto scherp, hetgeen de stabiliteit van het apparaat demonstreert.



De uitkomst van de telling (van alle deeltjes, dan wel van alle deeltjes groter dan de door de groottekiezer ingestelde waarde) verschijnt op een teller met decimale telbuizen, die zich naast de controle-weergeefbuis bevindt (fig. 6). Wat men daar afleest, is eigenlijk de uitkomst van tien achtereenvolgende aftastingen; het afgelezen getal moet derhalve door tien worden gedeeld. De herhalingen worden automatisch uitgevoerd. De uitkomst blijft zeven seconden staan; daarna herhaalt zich de cyclus van tien aftastingen automatisch. Men kan het apparaat ook zo instellen dat de uitkomst op de telbuizen blijft staan totdat men deze met de hand op nul zet nadat men het preparaat heeft verwisseld voor een ander, of de groottekiezer heeft verzet. *Fig. 7* toont de complete deeltjesanalysator met afgenomen beschermkappen.

Aan de hand van het vereenvoudigde blokschema van *fig. 8* zullen we thans de werking van het apparaat beschrijven. Daarbij stellen we de bespreking van enkele schakelingen en onderdelen uit tot het ogenblik dat hun functie en de eraan gestelde eisen duidelijker zullen zijn.

Fig. 7. Het complete apparaat, zonder beschermkappen. De lichtstipaftaster met de (niet zichtbare) katodestraalbuis bevindt zich links. Tussen de twee balgen bevinden zich de twee projectielenzen (vgl. fig. 5). Van boven naar beneden ziet men verder: videogedeelte met schakeling om de interceptiesignalen te fatsoeneren, en versterker; de tel-impulsgenerator en de separator om de verschillende impulsen te scheiden; de kwikvertragingslijn met bijbehorende schakelingen; het bedienings- en controlepaneel; de afbuig- en synchronisatieapparatuur voor lijn en raster; het voedingsgedeelte.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Om te beginnen, bekijken we in detail hoe het lijngeheugen de associatie van intercepties tot stand brengt. Dan zal duidelijk zijn hoe het apparaat een gewone telling van deeltjes uitvoert. Om te begrijpen hoe een grootteverdeling wordt bepaald, moeten we dan de groottediscriminator en bijbehorende schakelingen nader bekijken, die ervoor zorgen dat slechts deeltjes geteld worden waarvan de grootte een gekozen waarde overschrijdt.

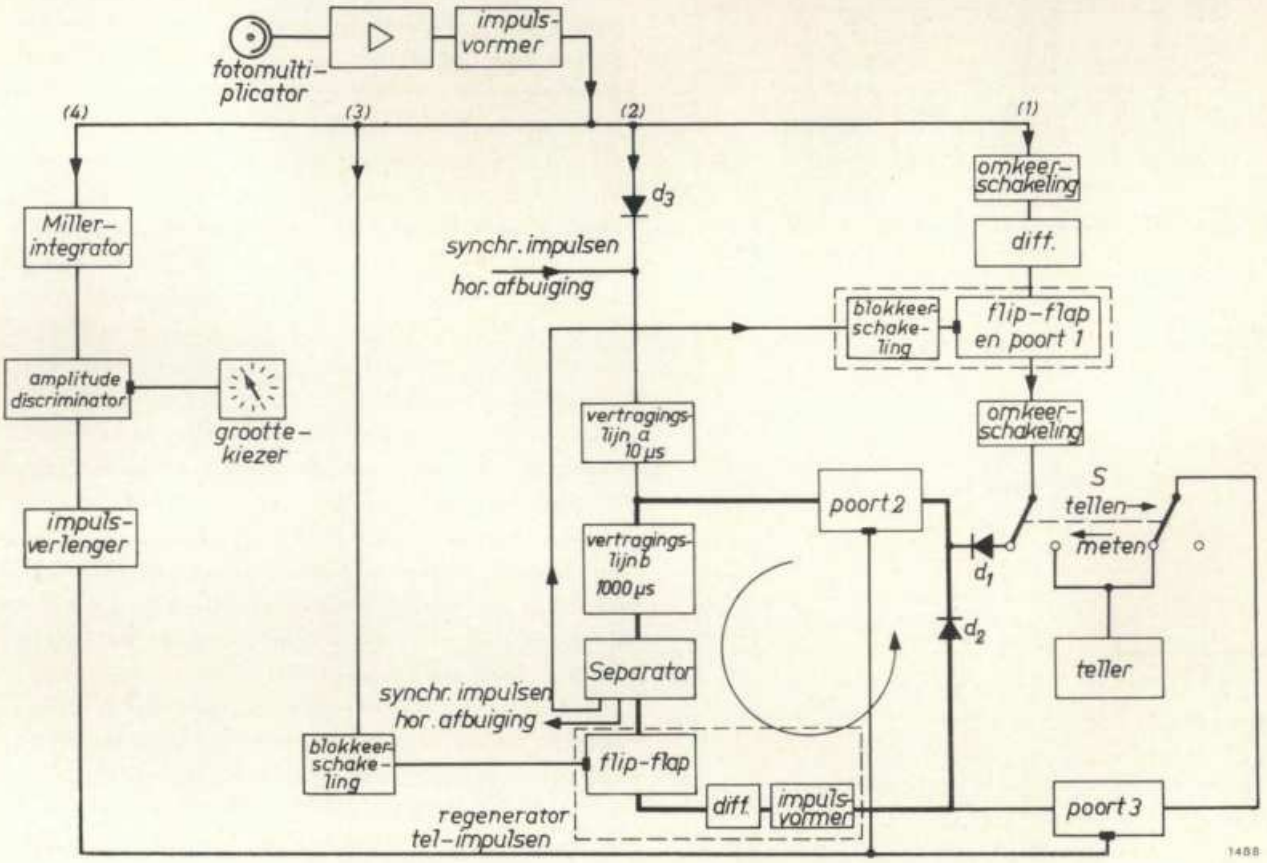


Fig. 8. Blokschema van de deeltjesanalysator. De signalen van de fotomultiplicator worden versterkt en vervolgens door de impulsvormer gefatsoeneerd. Daarna worden zij toegevoerd aan vier kanalen: *1* telkanaal, *2* vertragingskanaal, *3* kanaal naar de blokkeerschakeling voor het vet getekende circulatienetwerk, en *4* kanaal voor de groottediscriminatie. Bij tellen (schakelaar *S* naar rechts) functioneren alleen de kanalen *1* en *2*; bij het bepalen van een grootteverdeling (*S* in getekende stand) functioneren alle vier de kanalen. Vertragingslijn *a* is een vertragingsnetwerk; vertragingslijn *b* is een akoestische kwikvertragingslijn.

Ter vereenvoudiging beschouwen we impulsen, afkomstig van slechts enkele representatieve deeltjes, over een klein gedeelte van een aftasting.

Tellen

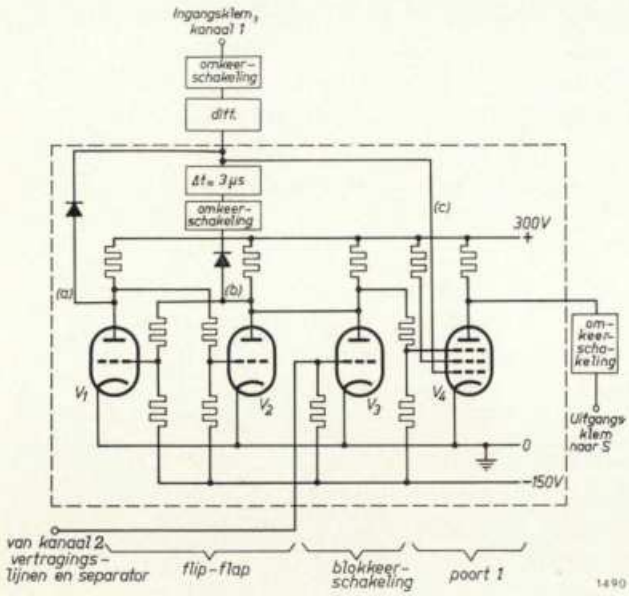
De tweepolige schakelaar *S* (fig. 8) zij naar rechts gezet (op „tellen"). Van de vier kanalen waaraan de gefatsoeneerde interceptiesignalen toegevoerd worden, functioneren dan slechts *1* en *2*. In kanaal *1* wordt ieder interceptiesignaal omgekeerd en vervolgens gedifferentieerd. De impulsen die dan ontstaan — en die met vóór- en achterflank van het interceptiesignaal corresponderen — arriveren bij poortschakeling *1*, die zo is ingericht dat hij altijd gesloten is voor negatieve impulsen. De eerste impuls (voorflank) is negatief en kan dus de poort niet passeren. De tweede impuls (achterflank), die als tel-impuls fungeert, is positief. Poort *1* laat hem echter alleen dan naar de teller door wanneer de voorafgaande negatieve impuls, die voor dit doel op een flip-flap van Eccles-Jordan inwerkt (zie *fig. 9a*), deze poort heeft geopend [15]). De flip-flap kan alleen omklappen wanneer een interceptiesignaal van de voorafgaande aftastlijn dit niet belet. Zo'n signaal arriveert bij de flip-flap via kanaal *2*, waarin het 1010 µsec (precies de lijnaftastperiode) is vertraagd. Dit is de realisatie van het „overlappingscriterium" (zie blz. 348). Als een deeltje voor het eerst wordt getroffen, zal via kanaal *2* geen signaal arriveren. Dan kan de flip-flap werken. Hij

[15]) In dit artikel betekent dit dat binnenkomende impulsen worden doorgelaten; als een poort is gesloten, worden de impulsen niet doorgelaten.

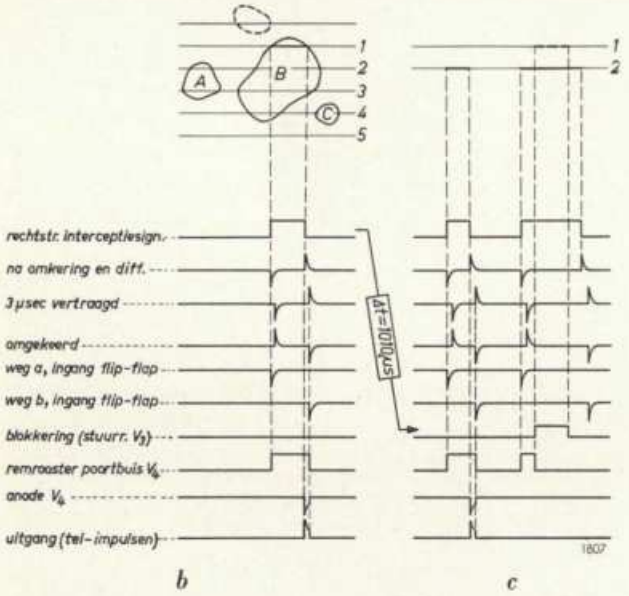
Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

reageert dan op de negatieve impuls die correspondeert met de voorflank van het interceptiesignaal (fig. 9*b*) en komt in een toestand waarin hij een spanning levert die poort *1* voor positieve impulsen openhoudt. De tel-impuls kan dus passeren. De tel-impuls zorgt zelf voor het sluiten van de poort. Hiertoe wordt de tel-impuls ook aan de flip-flap toegevoerd, en wel via een weg waarin hij 3 μsec vertraging ondergaat (fig. 9*a*) en tevens wordt omgekeerd (omdat de flip-flap alleen op negatieve impulsen reageert). De vertraging van 3 μsec zorgt ervoor dat de tel-impuls tijd krijgt om de poort te passeren, en beperkt bovendien de duur van deze passerende impuls tot ca. 3 μsec. Als het deeltje door volgende aftastlijnen opnieuw wordt getroffen, is de flip-flap geblokkeerd doordat op deze momenten steeds blokkeersignalen (vertraagde signalen van de vorige aftastlijn) aanwezig zijn (fig. 9*c*). Daarbij overlapt òf het vertraagde signaal de voorflank van het directe signaal, òf het directe signaal overlapt de voorflank van het vertraagde signaal [16]). In het eerste geval kan de flip-flap niet reageren op de negatieve (voorflank)impuls, en poort *1* blijft gesloten; in het laatste geval reageert de flip-flap wèl, en opent poort *1*, maar voordat de tel-impuls (achterflank) arriveert, heeft het blokkeersignaal de flip-flap weer teruggezet en is de poort weer gesloten. In geen van beide gevallen kan de tel-impuls dus poort *1* passeren. Alleen wanneer de aftastende lichtstip een deeltje voor de eerste keer treft, kan de tel-impuls de teller bereiken, zodat het deeltje slechts éénmaal geteld wordt.



a



b *c*

Fig. 9. *a*) Kanaal *1* uit fig. 8, met details van de flip-flap, de blokkeerschakeling, en van poortschakeling *1*. Een gefatsoeneerd interceptiesignaal dat binnenkomt, wordt eerst omgekeerd en gedifferentieerd. De twee pieken die corresponderen met vóór- en achterflank van dit signaal, volgen alle de drie in de figuur met *a*, *b* en *c* gemerkte wegen. In de rusttoestand (geen interceptiesignaal) is buis V_1 niet-geleidend en V_2 geleidend, zodat dan V_4 niet-geleidend is.
b) Signalen, opgewekt bij de aftasting volgens lijn *1* (de lijn waarbij voor het eerst het deeltje *B* wordt getroffen).
c) Signalen, opgewekt bij de aftasting van lijn *2* (de lijn waarbij deeltje *A* voor het eerst, en deeltje *B* voor de tweede keer wordt geraakt). Een overlappingsblokkeersignaal, afkomstig van lijn *1*, en één lijnperiode vertraagd, belet dat de tel-impuls in lijn *2* van deeltje *B* poort *1* passeert. Op dezelfde manier wordt verhinderd dat in de nog volgende lijnen deeltje *A* of *B* nogmaals geteld wordt. In lijn *4* wordt deeltje *C* wèl geteld, want het wordt door deeltje *B* in de voorafgaande lijn niet overlapt. Gestippeld is een deeltje getekend in de kritieke stand waarbij dit deeltje het deeltje *B* nog juist niet overlapt (zie tekst).

Onderstel nu dat er een naburig deeltje is (gestippeld in fig. 9*b*) dat wordt getroffen door de aftastlijn die voorafgaat aan de eerste lijn (lijn *1*) die een zeker deeltje *B* treft. Het is duidelijk dat dan de schakeling het deeltje *B* slechts zal tellen als het blokkeersignaal van het gestippelde deeltje de voorflankimpuls van deeltje *B* niet overlapt. Is er wel overlapping, dan wordt *B* geïnterpreteerd als een deel van het gestippelde deeltje, d.w.z. deze twee deeltjes worden geteld als één.

Bij het tellen doorlopen slechts twee soorten van signalen de kwikvertragingslijn, namelijk de interceptiesignalen uit kanaal *2* (fig. 8) en de synchronisatie-impulsen voor de afbuiging (zie later). De separator, die op de kwikvertragingslijn volgt (zie onder), scheidt deze twee soorten signalen weer en stuurt de eerste naar de blokkeerbuis (V_3 in fig. 9*a*) en de laatste naar de afbuiggenerator. Wordt de deeltjesanalysator gebruikt om een grootteverdeling te bepalen, dan is er nog een derde soort signalen (tel-impulsen uit het circulatienetwerk, de vette

[16]) Dit kan misgaan bij een lang en smal deeltje dat een scherpe hoek maakt met de aftastrichting, nl. als die hoek klein genoeg is; voor het apparaat in kwestie $< 45°$.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

lijnen in fig. 8) die de separator naar hun bestemming moet sturen. We zullen nu zien hoe het bepalen van een grootteverdeling in zijn werk gaat.

Grootteverdelingen

Als een grootteverdeling bepaald moet worden, zet men schakelaar *S* naar links, zoals getekend in fig. 8. De vier kanalen van fig. 8 en het circulatienetwerk functioneren nu allemaal. De achterflank van elk interceptiesignaal wekt weer een „tel"-impuls op in kanaal *1*, maar alleen de eerste telimpuls van een deeltje treft poort *1* geopend aan. (Dit is nog geheel als bij het tellen.) Met *S* in de getekende stand gaat elke doorgelaten tel-impuls (duur 3 μsec) via een diode naar poort *2*, die doorgaans open is. Zo'n doorgelaten tel-impuls komt in de kwikvertragingslijn *b*, die 1000 μsec vertraging geeft, en wordt daar gesuperponeerd op het gefatsoeneerde interceptiesignaal, dat zelf reeds 10 μsec vertraging heeft gekregen in vertragingslijn *a*. Nadat de tel-impuls door de separator is gescheiden van de interceptiesignalen en de synchronisatie-impulsen (zie later), gaat hij naar een flip-flap in kanaal *2* (fig. 8). Deze is geblokkeerd door een blokkeerschakeling, maar zal door de tel-impuls omklappen, mits de blokkering is opgeheven door een rechtstreeks interceptiesignaal dat via kanaal *3* bij de blokkeerschakeling voor laatstgenoemde flip-flap kan arriveren. (Zo'n rechtstreeks interceptiesignaal zal er altijd zijn, behalve als een lijn wordt afgetast die volgt op de laatste interceptie door een deeltje; wat er dan gebeurt, zullen we verderop zien.) De flip-flap blijft in de verkregen toestand totdat de achterflank van het interceptiesignaal de blokkeerschakeling vrijlaat, waarna deze laatste de flip-flap terugzet. Als dit gebeurt, produceert een differentiërend netwerk een impuls, die gefatsoeneerd wordt tot dezelfde vorm als de tel-impuls. Daar poort *3* normaliter gesloten is, bereikt deze geregenereerde tel-impuls (nu via de diode d_2) opnieuw poort *2* (normaliter open) en loopt derhalve opnieuw rond in de ring die in fig. 8 vet is getekend. Series van impulsen die zijn ontstaan bij het eerste treffen van elk deeltje door een aftastlijn (dus één impuls per deeltje) en die eens per rondgang worden geregenereerd, lopen dus voortdurend in deze ring rond, terwijl de corresponderende deeltjes worden afgetast. Elke tel-impuls blijft rondlopen tot het desbetreffende deeltje een interceptiesignaal veroorzaakt dat langer is dan een zekere gekozen waarde. Dan wordt poort *2* een ogenblik gesloten en poort *3* tegelijkertijd geopend; de bij het desbetreffende deeltje behorende tel-impuls komt dan via *S* bij de teller terecht en circuleert niet verder. Dit wordt bewerkstelligd door de grootte-discriminator (in kanaal *4*), die nog zal worden besproken.

Als geen van de interceptiesignalen van zeker deeltje de ingestelde waarde bereikt, houdt de circulatie van de betrokken tel-impuls op wanneer dit deeltje geheel is afgetast. Zo'n tel-impuls komt dus nooit bij de teller. Dit is te danken aan de reeds genoemde blokkeerschakeling in kanaal *3*. De telimpuls van het ondermaatse deeltje, die bij het eerste treffen door een aftastlijn werd gevormd, circuleert één keer per lijnaftastperiode op de boven beschreven wijze. Nadat de laatste lijn die het deeltje treft, is afgetast, is er echter in kanaal *3* geen rechtstreeks interceptiesignaal meer om de blokkering van de flip-flap in kanaal *2* op te heffen op het tijdstip dat de circulerende tel-impuls arriveert. De flip-flap kan dus niet op de tel-impuls reageren. Hij kan dus ook niet teruggezet worden, zodat evenmin een geregenereerde tel-impuls in het circulatienetwerk wordt gestuurd. Er is dus geen circulatie meer en het deeltje wordt niet geteld. *Fig. 10* brengt in beeld hoe de signalen die bij het bepalen van een grootteverdeling zijn betrokken, samenwerken.

We moeten nog bespreken hoe de discriminatie tussen deeltjes groter en kleiner dan de gekozen waarde geschiedt. Deze waarde wordt gekozen door middel van een potentiometer (de groottekiezer) in de discriminator die zich in kanaal *4* bevindt (fig. 8). De discriminator (*fig. 11a*) bestaat uit twee delen: (*I*) een Miller-integrator-zaagtandgenerator, bediend door de rechtstreekse interceptiesignalen, en (*II*) een Schmitt-trekkerschakeling, die reageert op impulshoogten. Het eerstgenoemde deel is een integratienetwerk waarin de lading, en dus de spanning, van een condensator lineair met de tijd toeneemt zolang het interceptiesignaal aan zijn ingang aanwezig is. Men heeft aldus het onderscheiden tussen interceptielengten teruggebracht tot het onderscheiden tussen impulshoogten groter of kleiner dan een gegeven waarde. De groottepotentiometer, waarmee men deze waarde kiest, regelt de roostervoorspanning van de ingangsbuis van de Schmitt-trekkerschakeling. Zoals men ziet in de grafieken van fig. 11*b*, levert de schakeling een rechthoekige impuls telkens als de Miller-spanning stijgt boven de ingestelde drempelwaarde. Dit is het geval als een rechtstreeks interceptiesignaal langer duurt dan een zekere tijd. De rechthoekige impuls geleverd door de Schmitt-schakeling duurt zolang als de Miller-spanning boven de ingestelde roostervoorspanning blijft, dat is tot het einde van het rechtstreekse interceptiesignaal. Op de Schmitt-schakeling volgt echter een monostabiele flip-flap, die de impuls met nog 8 μsec verlengt. Hierdoor

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

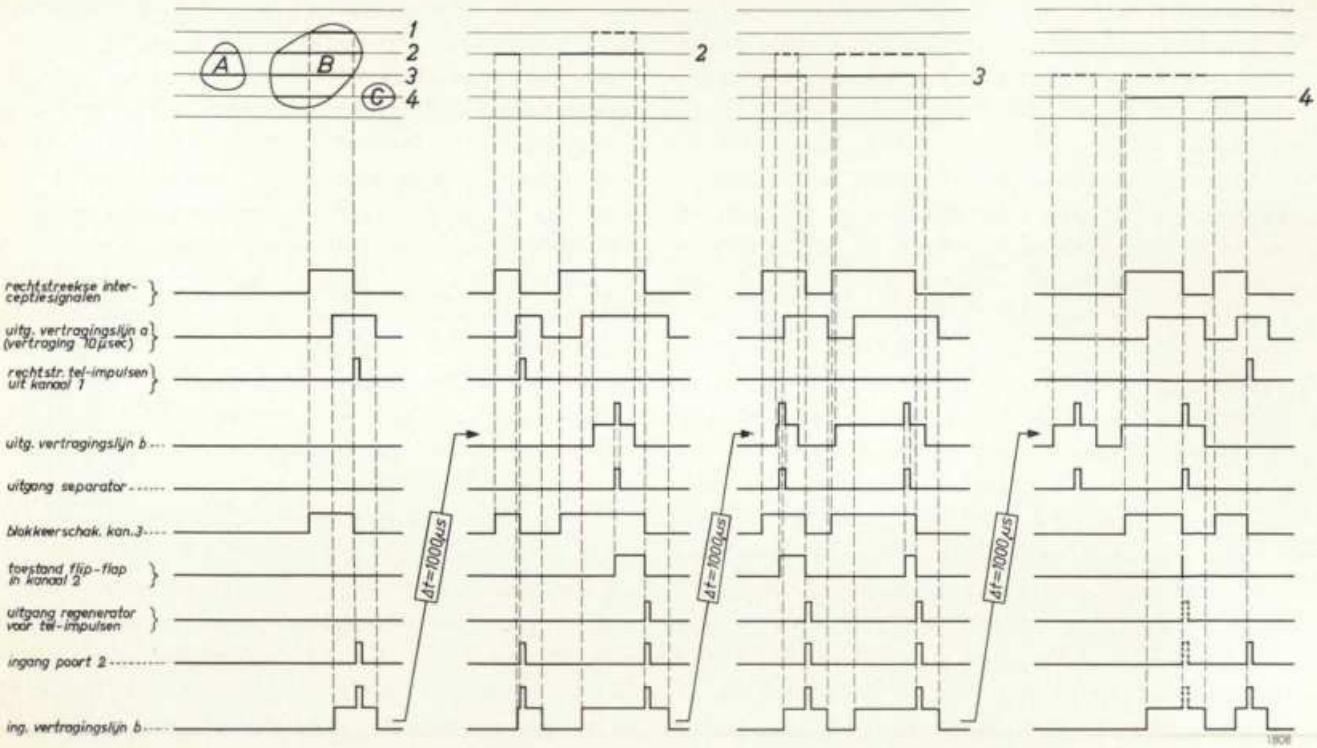


Fig. 10. Grafieken die de regeneratie en de circulatie van tel-impulsen in beeld brengen. Naast elkaar zijn grafieken getekend voor vier successieve aftastlijnen die bij de deeltjes *A*, *B* en *C* betrokken zijn. Tussen de lijnen *3* en *4* wijkt de rand van deeltje *B* aan de rechterzijde zo sterk terug naar links dat de blokkeerimpuls in kanaal *3* nauwelijks de geregenereerde tel-impuls van dit deeltje overlapt. Het is dan onzeker of de flip-flap in kanaal *2* zal omklappen, en dus ook of de tel-impuls opnieuw geregenereerd zal worden. Deze tel-impuls is daarom gestippeld getekend. Wijkt de rand van deeltje *B* nog sterker, dan is het zelfs zeker dat de tel-impuls niet meer geregenereerd wordt. Dit geeft echter geen aanleiding tot noemenswaardige fouten: bij verreweg de meeste deeltjes zal de grootste afmeting reeds zijn gepasseerd, en is het deeltje dus reeds geteld (als het daarvoor groot genoeg was), en daarmee de tel-impuls uit het circulatienetwerk verdwenen, voordat het bedoelde geval zich voordoet. Merk op dat vertragingslijn *b* een vertraging $\Delta t = 1000$ µsec levert, dus 10 µsec minder dan de duur van de lijnaftastperiode.

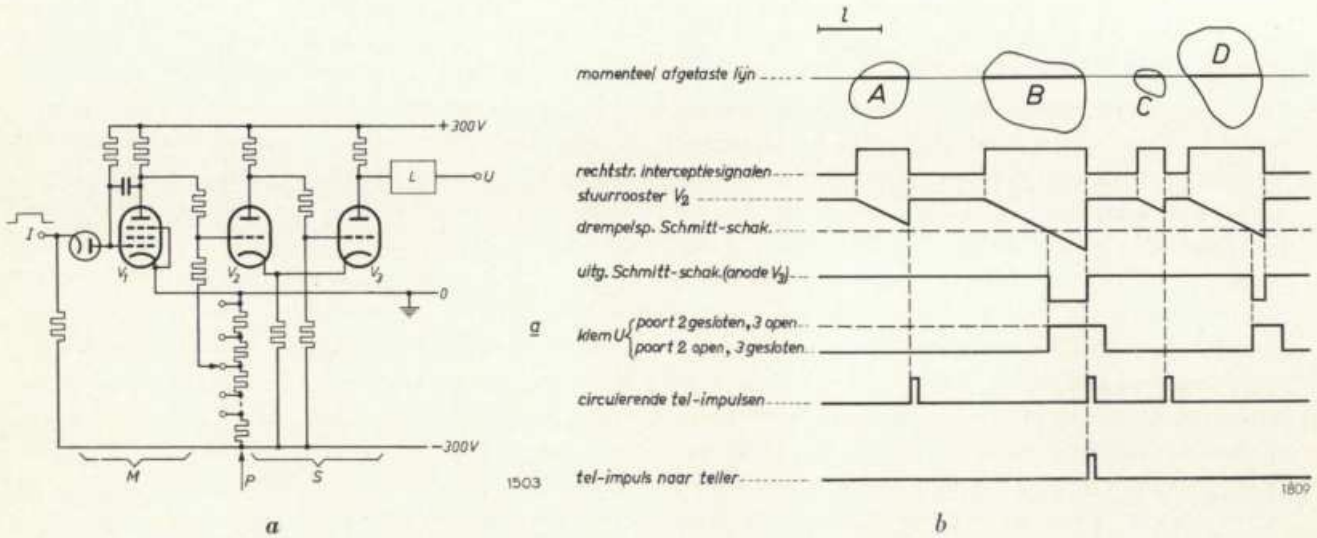


Fig. 11. *a*) Kanaal *4* uit fig. 8, met een vereenvoudigd schema van de groottediscriminator. Rechtstreekse interceptiesignalen arriveren via kanaal *4* (fig. 8) bij de ingang *I* van de Miller-integrator en blokkeren de diode voor de duur van elk signaal. De anodespanning van buis V_1 hangt lineair af van de duur van dit signaal. Als de roosterspanning van V_2 een zekere drempelwaarde overschrijdt, die wordt bepaald door de stand van de groottepotentiometer *P*, treedt de Schmitt-schakeling *S* in werking. De impulsen die aan de uitgang *U* verschijnen, zijn met 8 µsec verlengd door middel van een monostabiele flip-flap *L* (impulsverlenger).

b) Signalen die optreden gedurende de aftasting van een gedeelte van een lijn. Er zijn vier typerende deeltjes getekend. Als de groottepotentiometer is ingesteld op de getekende deeltjesgrootte *l*, is *A* te klein om te worden geteld, maar dit deeltje zal bij aftasting van de volgende lijn wèl geteld worden; deeltje *B* levert een interceptie groter dan de ingestelde waarde en wordt dus geteld; deeltje *C* is te klein en wordt in het geheel niet geteld; deeltje *D* levert wel een interceptie groter dan de ingestelde deeltjesgrootte, maar het is reeds geteld in de voorafgaande lijn, zodat zijn tel-impuls reeds uit het circulatienetwerk is verdwenen.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

overlappen de uitgangsimpulsen van de discriminator de achterflanken van de corresponderende interceptiesignalen met ca. 8 μsec. De uitgangsimpuls van de discriminator komt terecht bij poort *2*, die hij sluit, en bij poort *3*, die hij opent. De circulerende tel-impuls van het betrokken deeltje (die juist is geregenereerd door het terugklappen van de flip-flap in kanaal *3*) circuleert niet verder, maar gaat via poort *3* naar de teller.

Het zal duidelijk zijn dat het voor een goede werking van de schakeling essentieel is dat de lijnaftastperiode (aftasttijd + terugslagtijd) altijd precies gelijk is aan de totale vertraging door de vertragingslijnen *a* en *b*. Indien hier iets aan haperde, zouden de vertraagde signalen niet altijd de juiste faze hebben ten opzichte van de volgende aftastlijn. Het is daarom nodig, de afbuiging op de aftastbuis te koppelen aan de werkelijk optredende vertragingstijd. Men doet dit door ook de synchronisatie-impulsen voor de afbuiggenerator de vertragingslijnen *a* en *b* te laten doorlopen. Dit zal nog kort worden toegelicht.

Verdere bijzonderheden van verschillende onderdelen en schakelingen

Nu in grote trekken beschreven is hoe het apparaat telt en meet, zullen we nog bouw en werking van enige belangrijke onderdelen beschouwen, nl. van de vertragingslijn, de separator en de afbuiggenerators met hun synchronisatie.

Aftastraster, scheidend vermogen en vereiste bandbreedte

Bij het ontwerp is uitgegaan van de eis dat deeltjes met een diameter die 1% van de lengte van een aftastlijn bedraagt, nog gemeten moeten kunnen worden. Voor de meeste toepassingen is dan het scheidend vermogen voldoende. Om het scheidend vermogen in verticale richting niet kleiner te maken dan in horizontale richting, moet men, bij een vierkant veld, het aantal lijnen op zijn minst gelijk aan 100 kiezen.

De aftastfrequentie moet niet te laag zijn, anders is controle van de aftasting op een beeldscherm moeilijk. De aftastfrequentie moet echter ook niet te hoog zijn, anders zijn kostbare, snelreagerende, schakelingen nodig om het bovengenoemde scheidend vermogen te realiseren. Gekozen is een raster van 100 lijnen bij ca. 100 volledige aftastingen per sec. Op het controlescherm treedt dan nog geen hinderlijk flikkeren op, terwijl de scherpstelling en de instelling van verschillende schakelingen redelijk snel kunnen worden uitgevoerd [17]). De lijnaftastperiode is 1010 μsec, zoals reeds is vermeld. Hiervan wordt 70%, dus ca. 700 μsec, voor werkelijke aftasting gebruikt. Om het gewenste scheidend vermogen (1% van de lijnlengte) te realiseren, moeten dus interceptiesignalen van 7 μsec gedetecteerd kunnen worden. De diverse kanalen (fotomultiplicator, videoversterker, schakelnetwerken, vertragingslijnen) moeten derhalve impulsen van 7 μsec zonder grote vervorming kunnen verwerken.

Aan de bewegende lichtstip op het scherm van de aftastbuis worden de volgende eisen gesteld: a) afmetingen klein genoeg om het gewenste scheidend vermogen te kunnen verwerkelijken, en b) een voldoende lichtstroom. De effectieve diameter van de lichtstip hangt af van de bundelstroom in de aftastbuis en van het niveau waarop de interceptie-impulsen genormeerd worden (*fig. 12a*). Met de aftastbuis MC 13-16 en de gebruikte versterking is de effectieve diameter op het scherm ca. 0,3 mm. Daar de rasterafmetingen 60 bij 60 mm zijn, vertegenwoordigt de stip ca. 0,5% van de aftastlengte en is dus klein genoeg voor de kleinste deeltjes. Aangenomen

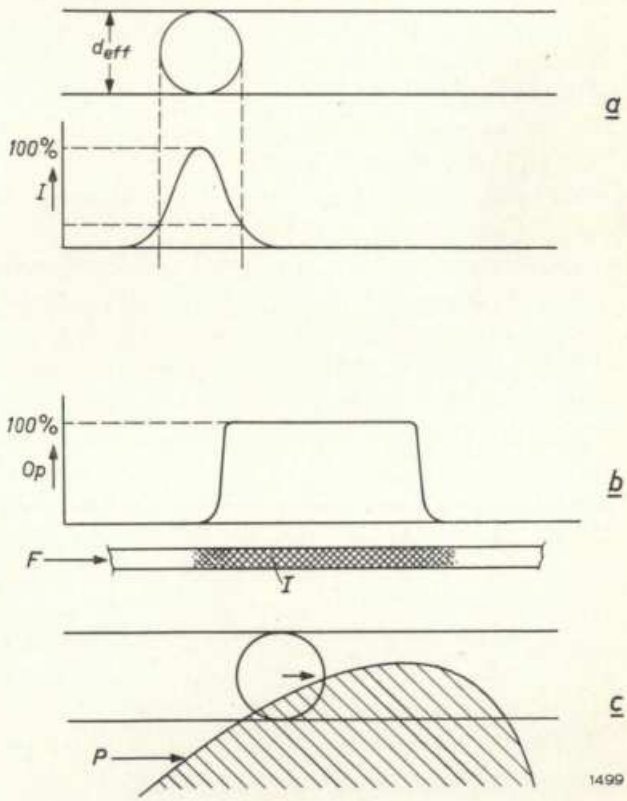


Fig. 12. *a*) De effectieve diameter d_{eff} van de lichtstip op de aftastbuis hangt af van de bundelstroom en van de versterking door de fotomultiplicator. Dit laatste komt doordat de stip geen gelijkmatige helderheid heeft.
b) Procentuele zwarting *Op* van het beeld van een deeltje *I* op de fotografische film *F*.
c) De aftastende lichtstip treft de rand van een deeltje *P* in het algemeen onder een scheve hoek.

[17]) Bij een recentere uitvoering van het apparaat is een raster van 120 lijnen gekozen en een rasterfrequentie van ca. 7 per sec.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

dat de helderheid van de lichtstip (diameter d) over zijn gehele oppervlak constant is, is de stijgtijd τ van het video-interceptiesignaal gelijk aan de tijd waarin de lichtstip de rand van een deeltje passeert (aangenomen dat deze volmaakt scherp is en loodrecht op de aftastrichting staat):

$$\tau = td/l .$$

Hierin is t de werkelijke aftasttijd van een lijn en l de lengte hiervan. Met $t = 700$ µsec en $l = 60$ mm, vinden we $\tau = 3\frac{1}{2}$ µsec. De videoversterker is daarom ontworpen om impulsen met een nog wat kortere stijgtijd (2 µsec) met weinig verminking te verwerken, terwijl men toch nog niet te veel last krijgt van ruis. Theoretisch bedraagt dan de nodige bandbreedte [18]):

$$\beta \approx 0{,}4/\tau = 0{,}4/(2\times10^{-6})\,\text{Hz} = 200\ \text{kHz}.$$

Het definitief instellen van de versterktrappen is empirisch geschied, met behulp van een controlepreparaat dat uit een foto van een tekening bestond.

De stijgtijd van de interceptiesignalen is gewoonlijk wat langer dan hierboven is berekend, door de volgende oorzaken:

a) De onderstelling van een constante helderheid van de lichtstip over zijn gehele oppervlak is niet geheel juist; bovendien varieert de effectieve diameter enigszins met fluctuaties in de fotomultiplicator en in de versterker (fig. 12*a*).

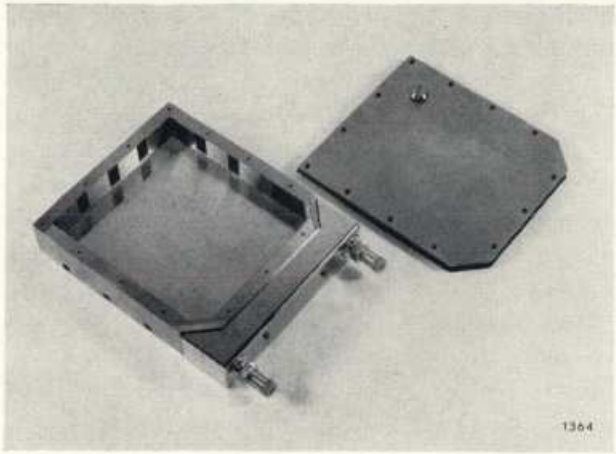
b) Bij de rand van het fotografische beeld van ieder deeltje verandert de zwarting niet abrupt, maar met een zekere geleidelijkheid (fig. 12*b*).

c) In het algemeen treft de aftastlijn de rand van de deeltjes niet onder een rechte hoek (fig. 12*c*).

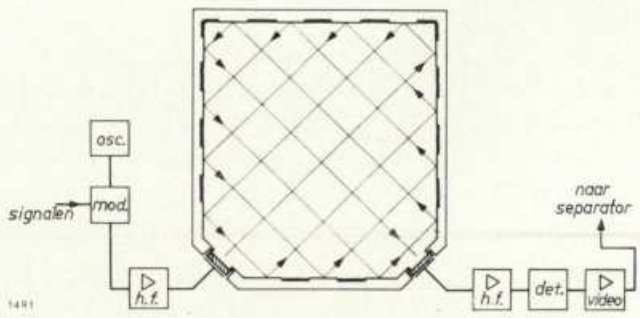
Wat de helderheid van de lichtstip aangaat, het vermogen dat in het raster mag worden gedissipeerd, hangt samen met de oppervlakte van het scherm die werkelijk door de elektronenbundel wordt geraakt. Bij 100 lijnen, elk met een breedte van 0,3 mm, wordt slechts ca. 50% van de rasteroppervlakte van 60×60 mm² werkelijk geraakt. De bundelstroom in de aftastbuis is daarom 20 tot 50 µA gekozen, dat is ca. 50% van de toegestane waarde. Dit levert voldoende licht, en helpt bovendien om de stipdiameter klein te houden.

Kwikvertragingslijn

De kwikvertragingslijn [19]) bestaat uit een luchtdicht gesloten rechthoekige stalen bak (diepte ca. 2 cm), die onder vacuüm (om insluiting van lucht en waterdamp te vermijden) is gevuld met kwik. Twee identieke plaatvormige kwartskristallen, geplaatst in onder 45° afgeschuinde hoeken, doen dienst als zend- en ontvangelement (*fig. 13a*). Beide platen voeren ultrasone trillingen uit, corresponderend met een golflengte in het kwik die klein is ten opzichte van hun diameter. Daardoor hebben zij een stralingsdiagram met een zeer nauwe hoofdlob (eerste minimum bij ca. 0,7°). Bij zo'n nauwe bundel en zo'n richtingsgevoelige ontvanger, kan de bundel vele malen tegen de wanden reflecteren alvorens hij het ontvangkristal treft. Dit leidt tot een zeer compacte constructie. De weg die de bundel volgt, is in fig. 13*b* getekend.



a



b

Fig. 13. *a*) Met kwik te vullen bak van de kwikvertragingslijn. Inwendige afmetingen 115 bij 102 bij 20 mm.
b) Schets van de kwikvertragingslijn met bijbehorende apparatuur. De door het zendkristal uitgezonden bundel ondergaat 15 reflexies voordat hij het ontvangkristal treft. Op plaatsen waar reflexies ongewenst zijn, zijn de wanden gegroefd om coherente straling buiten de hoofdbundel te verstrooien (de hoeken in de groeven mogen niet 90° zijn).

Om het geringe akoestische vermogen dat de ontvanger via andere wegen zou bereiken, onschadelijk te maken (b.v. vermogen dat volgens de zijlobben wordt uitgestuurd en ontvangen), zijn in de wanden groeven aangebracht op de plaatsen waar reflexies ongewenst zijn. Ongewenste straling wordt daardoor verstrooid, waarbij de coherentie wordt tenietgedaan. Stoorsignalen, die in hoofdzaak overgebracht worden via de zijlobben, worden daardoor verregaand geëlimineerd.

[18]) Zie b.v. G. E. Valley en H. Walmann, Vacuum tube amplifiers, blz. 80, M.I.T. Radiation Laboratory Series, deel 18, McGraw-Hill, New York 1948.

[19]) C. F. Brockelsby, Ultrasonic mercury delay lines, Electronic and Radio Engr. **35**, 446-452, 1958 (no. 12).

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Een andere bron van storing is dat een gedeelte van de hoofdbundel door het ontvangkristal wordt gereflecteerd naar de zender en daar nogmaals wordt gereflecteerd naar de ontvanger. Deze signalen, die drie maal rondlopen (en dus drie maal de normale vertraging krijgen), worden vrijwel geheel onderdrukt als men het ontvangkristal over een hoek Θ van iets meer dan 0,2° uit de optimale positie gedraaid opstelt. Het verlies aan gevoeligheid voor de hoofdbundel is slechts gering, maar het drie maal rondgestuurde signaal treft het ontvangkristal onder een hoek 3Θ ($\approx 0{,}7°$) met de normaal, een hoek die correspondeert met het eerste minimum in het richtingsdiagram van het ontvangkristal. De exacte oriëntatie van het ontvangkristal waarbij de drie maal rondgestuurde signalen de grootste verzwakking ondergaan, wordt door proberen gevonden.

De natuurlijke frequentie van de kwartskristallen is 10 MHz. Door de verzwakking die de ultrasone golven in kwik ondergaan, wordt het maximum in de frequentiekarakteristiek van de vertragingslijn verschoven naar 7 MHz. Daarom is 7 MHz gekozen als de frequentie van de draaggolf. De signalen worden op de draaggolf gemoduleerd en via een eindversterker aan het zendkristal toegevoerd. Aan de ontvangzijde gaan de signalen via een hoogfrequentieversterker en een detector naar een videoversterker. Van hier gaan zij naar de separator (*fig. 14a*).

De separator

De kwikvertragingslijn wordt gelijktijdig door drie soorten signalen doorlopen: interceptiesignalen, tel-impulsen en synchronisatie-impulsen voor de afbuiggenerator van de lichtstipaftaster (fig. 14*b*). De scheiding dezer impulsen geschiedt als volgt. De tel-impulsen zijn, zoals wij reeds zagen, altijd gesuperponeerd op de interceptiesignalen; selectie kan dus geschieden door amplitudediscriminatie. De synchronisatie-impulsen zijn in de tijd gescheiden van de andere signalen doordat zij voorkomen gedurende een periode waarin de lichtstip op de aftastbuis wordt onderdrukt. De onderdrukkingsimpuls die dit bewerkstelligt, wordt geleverd door twee monostabiele flip-flaps, die bediend worden door een Schmitt-trekkerschakeling, die zelf deel uitmaakt van de schakelingen voor de lijnafbuiggenerator; zie volgende paragraaf. Deze onderdrukkingsimpuls sluit poort G_c in fig. 14*a* gedurende het tijdinterval dat in fig. 14*b* is aangeduid. Dit betekent dat geen synchronisatie-impuls het kanaal voor de tel-impulsen kan binnenglippen. (In het kanaal voor de interceptiesignalen is geen poort nodig, want synchronisatie-impulsen zijn er alleen als de lichtstip onderdrukt is, dus als er geen interceptie-signalen kunnen zijn. Een synchronisatie-impuls die bij de blokkeerschakeling in kanaal *1* arriveert (fig. 8), kan dan geen kwaad doen.) Gedurende de tijd dat de lichtstip niet onderdrukt is (ca. 700 µsec), wordt door middel van een impuls die de omkering is van de onderdrukkingsimpuls, de poort G_s gesloten gehouden, zodat de tel-impulsen niet in het synchronisatiekanaal kunnen komen.

Hiermee hebben we alle maatregelen om de signalen voor de drie kanalen te scheiden, besproken.

De synchronisatie-impulsen hebben een iets grotere amplitude dan de tel-impulsen. Deze amplitude is gelijk aan de maximale draaggolfamplitude. Men maakt hiervan gebruik om een vast niveau te hebben voor de automatische versterkingsregeling van de videoversterker (vgl. „top wit" bij een televisiesysteem met positieve modulatie).

Afbuiging, synchronisatie en impulsonderdrukking

De lijnafbuiggenerator is een Miller-integrator-zaagtandgenerator waarin heen- en terugslagspanningen worden ingeschakeld door een Schmitt-schakeling. De natuurlijke periode van deze combinatie is iets langer gemaakt dan de totale verlangde

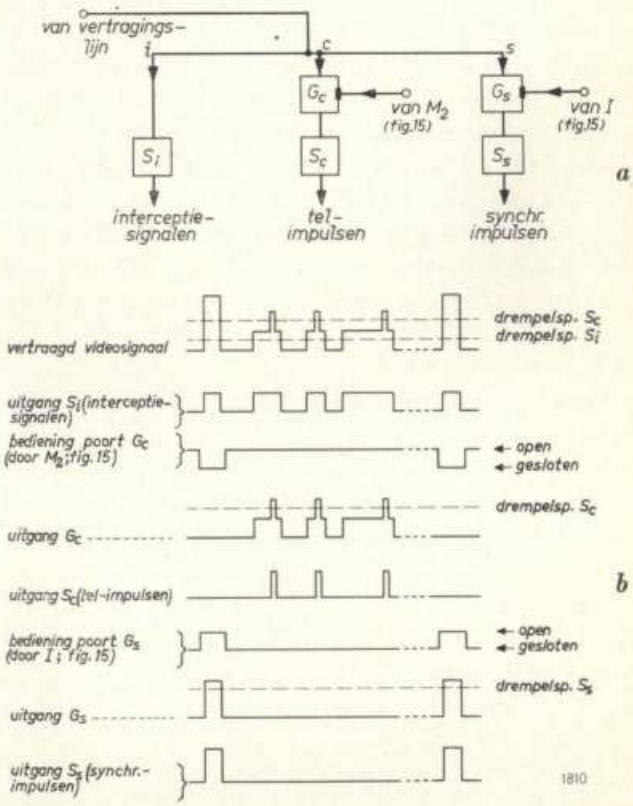


Fig. 14. *a*) Blokschema van de separator: *i*, *c* en *s* zijn de kanalen voor resp. de interceptiesignalen, de tel-impulsen en de synchronisatie-impulsen. G_c en G_s zijn poorten en S_i, S_c en S_s zijn trekkerschakelingen van Schmitt.
b) Signalen in de drie kanalen. Door kanaal *i* gaan, behalve de interceptiesignalen, ook de synchronisatie-impulsen. Het is geen bezwaar dat de laatste aldus ook bij de blokkeerschakeling van de flip-flap in kanaal *1* (fig. 8) terechtkomen, want de lichtstip is onderdrukt als de synchronisatie-impulsen arriveren. Kanaal *c* is gesloten voor synchronisatie-impulsen doordat de onderdrukkingsimpuls voor de lichtstip tevens poort G_c sluit. De omgekeerde impuls sluit poort G_s gedurende de aftasttijden en belet aldus dat tel-impulsen het kanaal *s* binnenkomen.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

lijnperiode, en de Schmitt-schakeling wordt bediend door zijn eigen uitgangsimpulsen nadat deze de vertragingslijnen *a* en *b* (fig. 8) hebben doorlopen. Zo is bereikt dat de afbuigspanning gesynchroniseerd is met de werkelijke vertraging, zodat variaties in deze vertraging (vooral veroorzaakt doordat de kwikvertragingslijn gevoelig is voor de temperatuur) de tijdrelatie tussen rechtstreekse en vertraagde signalen niet kunnen verstoren.

De afbuiggenerator voor de rasteraftasting bestaat eveneens uit een Miller-integrator bediend door een Schmitt-schakeling. De rasterperiode wordt bepaald door de eigen periode van deze combinatie of, in de meest recente uitvoering [17]) van het apparaat, door een telschakeling die de rasterperiode koppelt aan een gegeven aantal lijnen.

De impulsen voor de onderdrukking van de lichtstip en voor de separator worden geleverd door twee monostabiele flip-flaps in cascade. De eerste hiervan (M_1, *fig. 15a*) wordt gevoed met de terugslagimpulsen van de Schmitt-schakeling van de lijnafbuiggenerator. De voorflanken van deze impulsen bedienen M_1; deze monostabiele flip-flap keert na ca. 250 μsec in zijn oorspronkelijke stand terug. Differentiatie levert, ca. 50 μsec nadat de terugslag is afgelopen, een negatieve impuls. Deze scherpe negatieve impuls bedient de tweede monostabiele flip-flap M_2, die na ca. 700 μsec in zijn oorspronkelijke stand terugkeert. In fig. 15*b* ziet men dat M_2 rechthoekige negatieve impulsen met een

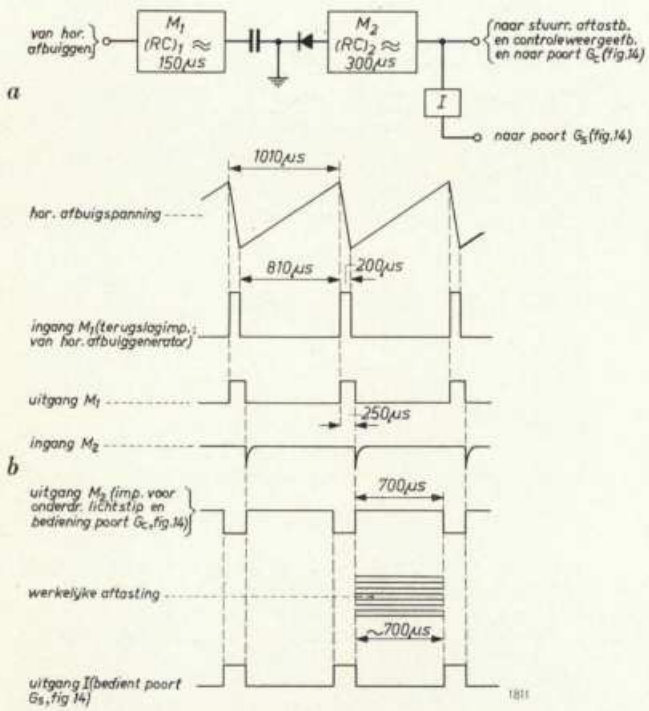
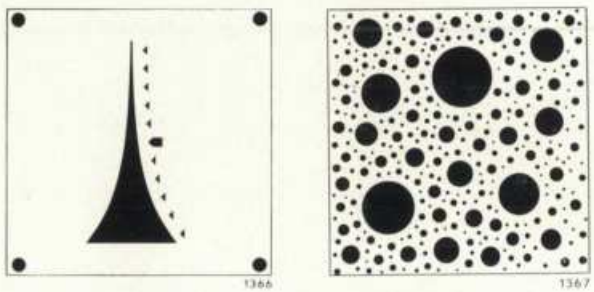


Fig. 15. *a*) Twee monostabiele flip-flaps in cascade wekken de lichtstiponderdrukkingsimpulsen op, en de omgekeerde impulsen, die poort G_s (zie fig. 14*a*) bedienen, zie (*b*).

duur van ca. 300 μsec levert, die met tussenpozen van ca. 700 μsec op elkaar volgen (impuls en tussentijd moeten samen natuurlijk 1010 μsec duren). Deze impulsen worden toegevoerd aan de roosters van de aftastbuis en van de controleweergeefbuis en onderdrukken de lichtstip gedurende de terugslag en een klein deel van de lijnaftasting aan elke kant van iedere lijn. De impulsen dienen tevens, op de reeds beschreven manier, voor het sluiten van de poorten G_c en G_s, die de tel-impulsen en de synchronisatieimpulsen gescheiden houden.

IJking en prestaties

Het is de bedoeling dat de elf standen van de „grootteпotentiometer" corresponderen met deeltjesgrootten van 0,20 tot 6,40 mm. Om de standen te controleren, en ook om de instelling van het instrument te vergemakkelijken, kan men met vrucht gebruik maken van een wig als afgebeeld in *fig. 16a*.



a *b*

Fig. 16. *a*) IJkwig. De breedten ter plaatse van de opeenvolgende pijlpunten klimmen met een factor $\sqrt{2}$ op.
b) Controle-„preparaat", bestaande uit cirkelvormige stippen met bekende grootteverdeling.
(*a*) an (*b*) stellen beide een veld van 20 bij 20 mm op het werkelijke negatief voor. (Deze twee controlepreparaten en ook de ijkprocedure die in de tekst is beschreven, hebben wij te danken aan W. A. Welling, Koninklijke/Shell-Laboratorium, Amsterdam.)

Zo'n wig is eenvoudig te maken door een grote tekening ervan verkleind op 35-mm-film te fotograferen. Met de grootteпotentiometer in de middenstand (1,14 mm, lange pijl in fig. 16*a*) regelt men de fatsoenering van de interceptiesignalen zodanig dat op het controlescherm de lichtstip (vgl. fig. 6) bij de wig verschijnt op de plaats waar deze 1,14 mm breed is, d.w.z. dat hier de telling geschiedt. Vervolgens zet men de potentiometer op de kleinste afmeting (0,20 mm) en regelt de versterking die de fotomultiplicator levert zodanig dat nu de stip bij het smalle einde van de wig verschijnt. Om optimale instelling te verkrijgen, kan men zo nodig deze instellingen enige malen afwisselend herhalen.

De absolute nauwkeurigheid van groottebepaling en telling hangt af van de vorm der geanalyseerde

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

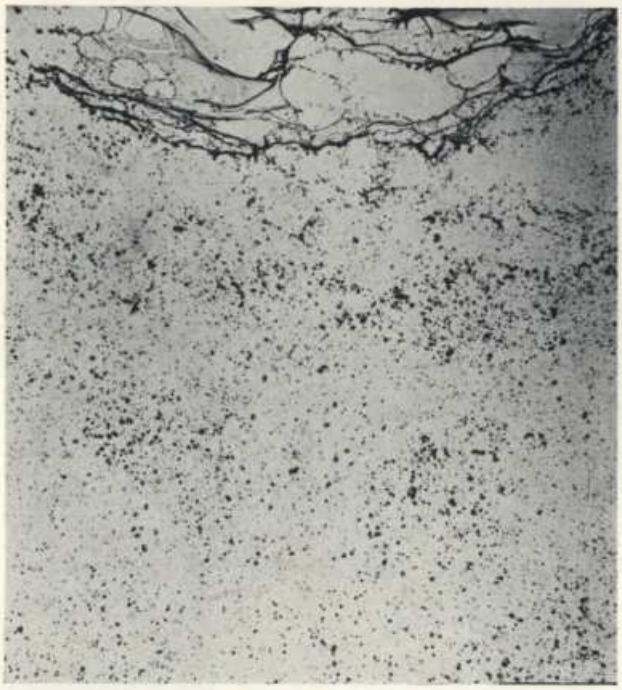


Fig. 17. Flitsfoto van druppeltjes die zich vormen bij verstuiving van vloeibare brandstof. In de reproduktie hebben de druppeltjes ongeveer hun ware grootte; op het oorspronkelijke negatief, dat in de deeltjesanalysator werd afgetast, waren de druppeltjes twee keer vergroot. (Deze foto en de eraan verrichte metingen (fig. 18), die afkomstig zijn van ontwikkelingswerk aan verstuivers, danken wij aan Dr. Lewis, Ministry of Supply, Londen.)

deeltjes en van de scherpte en het contrast van de afgetaste foto. De reproduceerbaarheid van de resultaten, verkregen met verschillende monsters van hetzelfde materiaal, is zeer goed. Gevonden is dat van deeltjes met een rond silhouet in het meetgebied voor de kleinste afmetingen (0,20-0,28 mm) ca. 5% wordt gemist. Dit is te wijten aan de breedte van de aftastlijn (dus de diameter van de aftastende lichtstip) en aan de afstand tussen deze lijnen. De reproduceerbaarheid kan worden gecontroleerd met behulp van een controlepreparaat met bekende grootteverdeling, zoals afgebeeld in fig. 16*b*.

Tabel I bevat enige resultaten van een serie metingen aan zo'n controlepreparaat (niet het afgebeelde) met een apparaat dat een jaar in gebruik was geweest. Deze resultaten tonen de spreiding die optreedt als het apparaat tussen opeenvolgende analysen telkens opnieuw wordt geregeld.

Fig. 17 is een foto van druppels ontstaan bij verstuiving van een vloeistof. In *fig. 18* ziet men de grootteverdeling van deze druppeltjes, gevonden door de analyse van een gedeelte van zo'n foto. De twee stellen punten beantwoorden aan twee ten opzichte van elkaar enigszins verschoven gedeelten van dezelfde foto. Het feit dat de twee stellen punten nagenoeg op dezelfde kromme vallen, wijst er

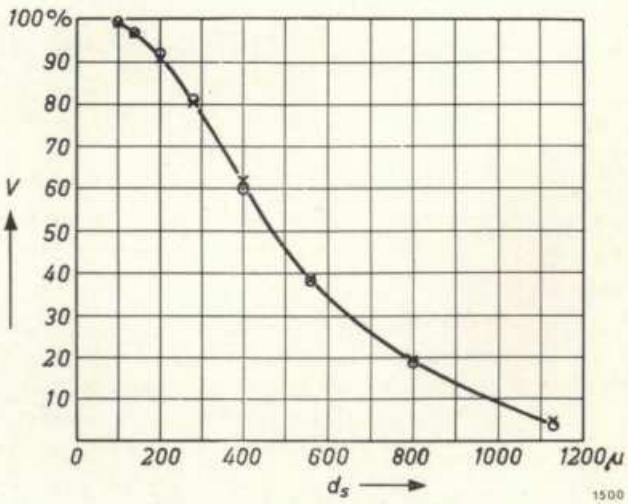


Fig. 18. Twee series metingen van de grootteverdeling der in fig. 17 afgebeelde druppeltjes. De beide series (× en ○) hebben betrekking op gedeelten van de foto op resp. ca. 6 cm en ca. 7 cm van de verstuivermond. Uitgezet is het totale volume V van alle druppeltjes met diameters groter dan d_s.

Tabel I. Totaal geteld aantal deeltjes en hun grootteverdeling, bepaald met de deeltjesanalysator onder verschillende omstandigheden, bij een kunstmatig preparaat met bekende grootteverdeling (regel 1). Ieder resultaat stelt het gemiddelde voor van 10 volledige aftastingen van het veld.

	Totaal geteld aantal	Grootteverdeling: aantal deeltjes groter dan d_s (mm) =										
		0,10	0,14	0,20	0,28	0,40	0,56	0,80	1,12	1,60	2,24	3,2
1) Werkelijke aantallen	426	426	252	147	82	38	19	11	6	3	1	0
2) Direct na de inschakeling	426,0	400,2	250,9	143,9	82,0	38,0	19,0	11,0	6,0	3,0	1,0	—
3) 20 minuten na de inschakeling	426,0	400,0	251,9	145,7	81,0	38,0	19,0	11,0	6,0	3,0	1,0	—
4) Enigszins gewijzigde versterking van fotomultiplicator	425,9	388,9	243,0	142,9	80,6	38,0	19,0	11,0	6,0	3,0	1,0	—
5) Versterking fotomultiplicator op oorspronkelijke waarde teruggebracht	426,0	390,1	245,0	144,6	81,1	38,0	19,0	11,0	6,0	3,0	1,0	—
6) Niveau van de gefatsoeneerde interceptiesignalen iets gewijzigd	426,0	398,4	252,0	146,9	81,6	38,0	19,0	11,0	6,0	3,0	1,0	—

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

niet alleen op dat de verdeling der druppelgrootten vrijwel constant is, maar ook dat het apparaat stabiel is (vgl. ook fig. 6) en het meetresultaat goed reproduceerbaar.

Samenvatting. De problemen bij het automatisch tellen en meten van kleine deeltjes in een preparaat worden toegelicht. Verschillende mogelijke systemen van aftasting worden beschreven, alsook enkele methodes die toegepast zijn om meervoudige tellingen en „klontertellingen" te vermijden of in rekening te brengen. Aangetoond wordt dat aftasting met een lichtstip, gecombineerd met een of andere vorm van associatie der signalen van telkens twee opeenvolgende aftastlijnen, een zeer goede oplossing van het probleem levert. De bedoelde associatie realiseert men met behulp van een „lijngeheugen", uitgevoerd b.v. als akoestische vertragingslijn. De grootteverdeling der deeltjes in het preparaat kan worden bepaald door gebruik te maken van schakelingen die slechts reageren op signalen met een duur langer dan een vaste, in een aantal stappen instelbare waarde.

De volgende paragrafen van het artikel beschrijven de deeltjesanalysator van Mullard. In dit apparaat onderzoekt men een van het originele preparaat vervaardigde foto op 35-mm-film (negatief of positief). Deze kan een rechtstreekse foto zijn, een microfoto of een elektronenmicroscopische foto. Het gebruik van een foto vereenvoudigt de optische voorzieningen aan het apparaat en vergemakkelijkt de instelling. Met behulp van blokschema's en grafieken wordt in details verklaard hoe het apparaat telt en meet. De werking van enige onderdelen wordt toegelicht aan de hand van vereenvoudigde schema's. Het betreft hier o.a. de generator voor de tel-impulsen, de groottediscriminator, de (kwik)vertragingslijn en de separator. Uit het gewenste scheidend vermogen worden de eisen afgeleid die aan het aftastraster en de bandbreedte moeten worden gesteld. Het artikel bevat nog een korte beschrijving van de instelling en ijking van het apparaat, en eindigt met de vermelding van enige resultaten die de reproduceerbaarheid van het apparaat demonstreren.

EEN GELUIDSSPECTROSCOOP MET ELEKTRONISCHE AFTASTING

door D. J. H. ADMIRAAL *).

534.441.2

In 1957 is te Eindhoven opgericht het Instituut voor Perceptie Onderzoek. In dit laboratorium, onder leiding van prof. dr. J. F. Schouten, werken de Eindhovense Technische Hogeschool en Philips samen op het gebied van onderzoekingen betreffende de menselijke waarneming, informatieverwerking en handeling.

Het ligt in het voornemen, van tijd tot tijd publikaties van genoemd instituut in dit tijdschrift te doen verschijnen. Als eerste volgt hier de beschrijving van de wijze waarop een geluidsspectroscoop, die al geruime tijd geleden in Philips' Natuurkundig Laboratorium was ontwikkeld, door het gebruik van halfgeleiderdiodes en transistors is gemoderniseerd.

Voor de frequentie-analyse van snel veranderende geluiden, zoals spraak, is omstreeks 1940 in Philips' Natuurkundig Laboratorium een apparatuur ontwikkeld, die het frequentiespectrum zichtbaar maakt op het scherm van een katodestraalbuis [1]). Deze geluidsspectroscoop is tegenwoordig in gebruik in het Instituut voor Perceptie Onderzoek, waar hij, na een aantal verbeteringen te hebben ondergaan, dienst doet o.a. op het gebied van synthetische spraak. Het instrument is daarbij al even onmisbaar gebleken als een katodestraaloscilloscoop bij algemeen elektronisch werk.

Enkele van de zoëven genoemde verbeteringen vormen het onderwerp van dit artikel.

Eerst zullen wij in het kort de werking van de geluidsspectroscoop in de oorspronkelijke uitvoering beschrijven. Het frequentie-analyserende orgaan bestaat uit 79 afgestemde kringen. Kring 1 is afgestemd op 86,5 Hz, kring 79 op 7440 Hz. De resonantiefrequenties van elke twee opeenvolgende kringen verhouden zich als $1 : \sqrt[12]{2} \approx 1 : 1{,}06$, d.w.z. het verschil is een halve toon. De kringen, ieder met een weerstand in serie, vormen een reeks filters ($F_1, \ldots, F_{79}$, *fig. 1*). Doordat de kwaliteitsfactor Q van de filters = 16 is gekozen, heeft elk filter een bandbreedte van eveneens een halve toon. De 79 doorlaatgebieden sluiten dus aaneen en beslaan samen het voornaamste deel van het gebied der spraakfrequenties. De ingangen van de filters zijn parallelgeschakeld op de uitgang van een versterker A, waaraan het te analyseren signaal v_i wordt toegevoerd, dat afkomstig is van b.v. een microfoon. Op de uitgang van ieder filter is een topspanningsgelijkrichter aangesloten; deze levert een gelijkspanning V_k ($k = 1, \ldots, 79$), welke een maat is voor die sinuscomponent van het geluidsspectrum die correspondeert met het k^{de} filter.

*) Instituut voor Perceptie Onderzoek, Eindhoven.

[1]) H. G. Beljers, Een registrerend apparaat voor de frequentie-analyse van snel veranderende geluiden, Philips techn. T. 7, 50-58, 1942.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

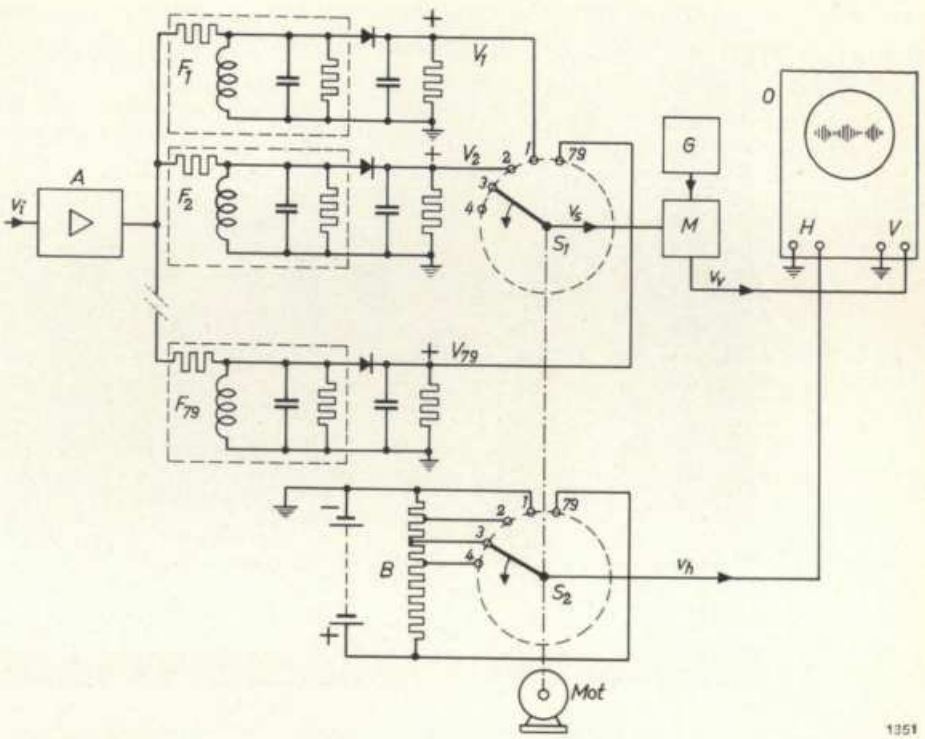


Fig. 1. Principeschema van de geluidsspectroscoop van Beljers [1]). *A* signaalversterker. $F_1, \ldots, F_{79}$ filters, die het frequentiegebied van 86,5 tot 7440 Hz verdelen in 79 aaneensluitende frequentiebandjes ter breedte van een halve toon, en die ieder voorzien zijn van een topspanningsgelijkrichter. *G* generator (frequentie ca. 50 kHz). *M* balansmodulator, die een groter deel van de generatorspanning doorlaat naarmate de stuurspanning v_s groter is; stuurspanning is de gelijkgerichte spanning van de filters, die over de draaiende schakelaar S_1 achtereenvolgens met *M* worden verbonden. De uitgangsspanning v_v van *M* geeft de verticale uitslag op de oscilloscoop *O*. De horizontale uitslag komt tot stand door een „paaltjesspanning" v_h (zie fig. 2*c*), via de draaiende schakelaar S_2 betrokken van de spanningsdeler *B*. De schakelaars S_1 en S_2 zitten op één as, gedreven door de motor *Mot*.

Een roterende schakelaar S_1 stelt elk van de 79 gelijkspanningen V_k om beurten in staat een balansmodulator *M* te besturen. De stuurspanning v_s is dus achtereenvolgens gelijk aan V_1, V_2, ..., V_{79}, V_1, enz. De balansmodulator wordt gevoed met een spanning, opgewekt door de generator *G*, waarvan de frequentie ca. 50 kHz is. Naar gelang van de grootte der stuurspanning v_s, laat de modulator een kleinere of grotere fractie van de generatorspanning passeren en ontstaat op de oscilloscoop *O* een kleinere of grotere verticale uitslag. De horizontale uitslag wordt verkregen met behulp van de spanningsdeler *B* en de roterende schakelaar S_2, die synchroon met S_1 draait. De schakelaars maken 25 omwentelingen per seconde, zodat alle 79 filters in $\frac{1}{25}$ seconde aan de beurt komen.

Wordt aan de ingang van de signaalversterker een zuiver sinusvormige spanning gelegd waarvan de frequentie *f* midden in een van de 79 doorlaatgebieden ligt, dan verloopt de stuurspanning v_s van de modulator zoals in *fig. 2a* is geschetst (de schakelaar S_1 onderbreekt even tussen elke twee opeenvolgende contacten, zodat v_s telkens even tot nul terugvalt). Men ziet dat niet alleen dat filter reageert in welks doorlaatgebied de signaalfrequentie *f* ligt, maar dat ook de naburige filters een spanning leveren. De verticaal afbuigende spanning v_v van de modulator wordt dus zoals fig. 2*b* aangeeft. De horizontaal afbuigende spanning v_h verloopt volgens fig. 2*c* (ook de schakelaar S_2 onderbreekt telkens even; eenvoudigheidshalve is hier ondersteld dat het aantal filters slechts 17 bedraagt). Het oscillogram (spectrogram) krijgt nu de gedaante van fig. 2*d*. Deze herinnert aan de uitslag van de bekende frequentiemeter met trillende tongen.

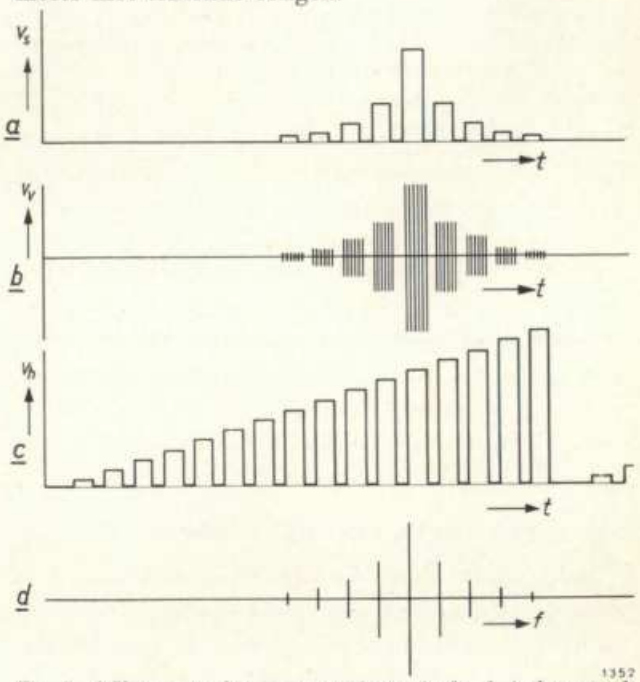


Fig. 2. *a*) Vorm van de stuurspanning v_s in fig. 1, in het geval van een sinusvormig ingangssignaal.
b) Bijbehorende vorm van de uitgangsspanning v_v van de modulator.
c) „Paaltjesspanning" v_h voor de horizontale afbuiging (hier eenvoudigheidshalve getekend voor 17 filters in plaats van voor 79).
d) Gedaante van het oscillogram. Bij de top van ieder „paaltje" (*c*) is v_h enige tijd constant, en gedurende deze tijd wordt een verticale lijn geschreven, waarvan de lengte overeenkomt met v_v in (*b*).

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

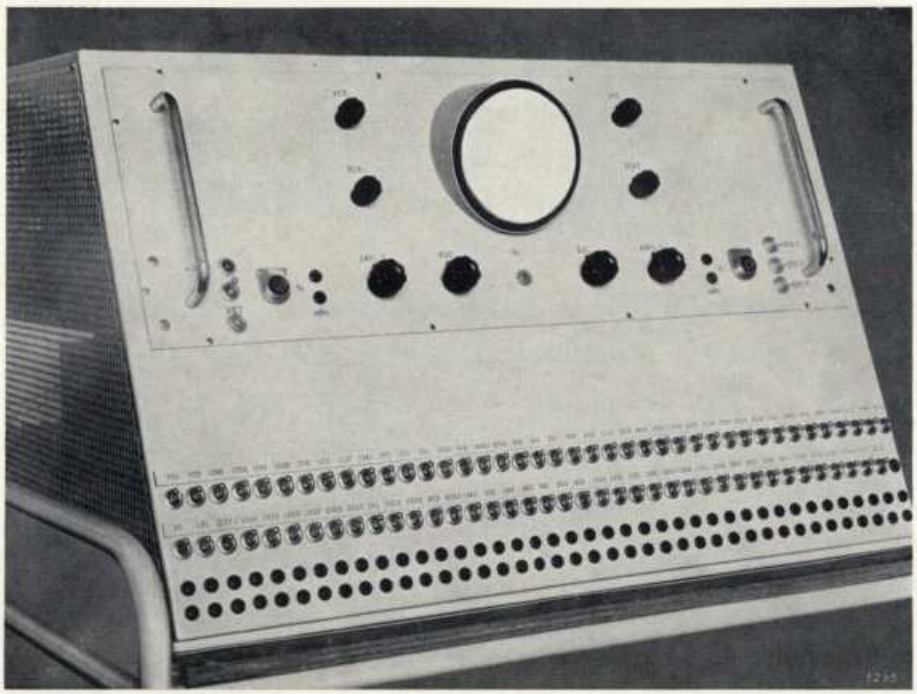


Fig. 3. De geluidsspectroscoop van Beljers, in de vorm waarin hij tegenwoordig in het Instituut voor Perceptie Onderzoek te Eindhoven in gebruik is.

Het verschijnsel dat een sinusvormig signaal niet een uit één lijn bestaand spectrum levert, doch een spectrum zoals fig. 2*d* weergeeft, beperkt het scheidend vermogen van de spectroscoop. Voor een beschouwing dienaangaande en het verband met de kwaliteitsfactor van de filterkringen en de tijdconstante van de afvlakketens verwijzen wij naar het in [1]) aangehaalde artikel.

De voornaamste verandering die in de oorspronkelijke apparatuur is aangebracht, bestaat hierin dat de roterende schakelaars zijn vervangen door elektronische schakelaars. Deze hebben het voordeel dat ze volkomen geruisloos zijn, hetgeen in het bijzonder bij akoestische proeven van groot belang is. Bovendien zijn storingen door slechte contacten, die zich bij roterende schakelaars op den duur altijd voordoen, niet meer te vrezen.

Fig. 3 toont de geluidsspectroscoop in zijn tegenwoordige vorm.

Vervanging van de roterende schakelaar S_1

Ieder contact van de roterende schakelaar S_1 is vervangen door een diodeschakeling, die door een transistorschakeling wordt bestuurd. Het principe van de diodeschakeling is verduidelijkt in *fig. 4a*. In de getekende toestand is de katode van de diode D op een positieve spanning ten opzichte van de anode gebracht, zodat de diode geen stroom doorlaat. De uitgangsspanning V_o van de schakeling is dan $R_o/(R_o + R)$ maal de ingangsspanning V_i. Geeft men daarentegen de katode aardpotentiaal (voorlopig denke men hiertoe gebruik gemaakt van de getekende schakelaar Q), dan vormt de diode vrijwel een kortsluiting over de weerstand R_o, zodat $V_o \approx 0$.

Met 79 van deze elektronische schakelaars kunnen we in principe de roterende schakelaar S_1 van fig. 1 vervangen. Voor V_i nemen we de gelijkgerichte spanning V_k van één der 79 filters, en V_o gebruiken we als de spanning v_s die de modulator bestuurt.

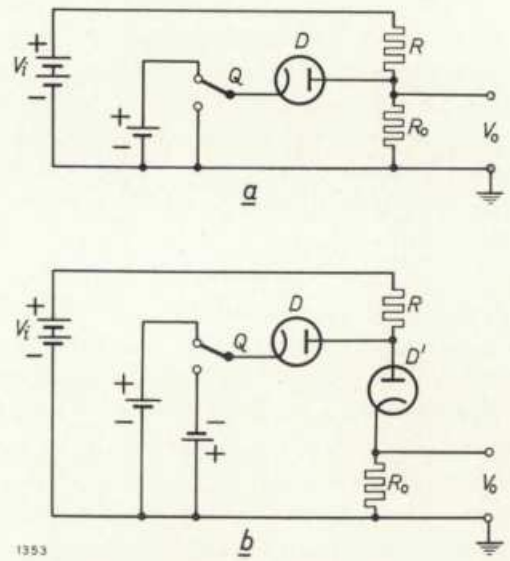


Fig. 4. *a*) Met de katode van de diode D op een positieve hulpspanning die hoger is dan het spanningsverval over R_o, is D stroomloos. De uitgangsspanning V_o is dan $R_o/(R_o + R)$ maal de ingangsspanning V_i. Aardt men de katode, dan vormt D vrijwel een kortsluiting over R_o en is V_o dus nagenoeg nul. *b*) Door toevoeging van de diode D' is verkregen dat de spanning V_o, wanneer D geleidt, precies nul gemaakt kan worden met behulp van een negatieve hulpspanning op de katode van D die weinig kritisch is.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

(v_s is hier dus niet $= V_k$, maar, daar $R = R_o$ is gekozen, $= \frac{1}{2}V_k$.) Daarbij moeten dan nog middelen aanwezig zijn om achtereenvolgens in ieder van de 79 diodeschakelingen de katodepotentiaal tijdelijk op een positieve waarde te brengen.

Alvorens deze middelen te bespreken, moeten we de schakeling van fig. 4*a* nog iets uitbreiden. In de toestand met geaarde katode vormt de diode geen volkomen kortsluiting over R_o, zodat v_s dan niet volkomen nul is. Dit zou tot gevolg hebben dat in het spectrogram uitslagen ontstaan waar ze niet moeten zijn. Men kan de restwaarde van v_s evenwel nul maken door de katode van D, in plaats van aardpotentiaal, een kleine negatieve hulpspanning te geven — niet te weinig, want dan wordt het doel niet geheel bereikt, en niet te veel, daar de restwaarde van v_s dan negatief wordt en er wederom ongewenste uitslagen ontstaan. Helaas is de juiste waarde van de hulpspanning niet voor alle diodes van een zelfde type gelijk. Men kan echter toch met één hulpspanningsbron voor alle 79 elektronische schakelaars volstaan door in serie met R_o een diode D' te schakelen (fig. 4*b*). Deze belet het lopen van stroom door R_o in de verkeerde richting, zodat de restwaarde van v_s nu niet meer negatief kan worden. Men mag nu dus de gemeenschappelijke negatieve hulpspanning zo ver opvoeren dat de spanning v_s in die elektronische schakelaar waar ze de grootste positieve restwaarde heeft, nul wordt; in de andere elektronische schakelaars is dan de negatieve hulpspanning groter dan nodig is, maar dit kan, dank zij de aanwezigheid van de diodes D', geen kwaad.

In *fig. 5* vindt men de schakeling van fig. 4*b* in drievoud, met één gemeenschappelijke weerstand R_o. De negatieve hulpspanning komt op de punten Q_1, Q_2 en Q_3 te staan. Geeft men deze punten achtereenvolgens een bepaalde positieve spanning, dan is v_s achtereenvolgens gelijk aan ca. $\frac{1}{2}V_1$, $\frac{1}{2}V_2$ en $\frac{1}{2}V_3$.

Wil men deze schakeling uitvoeren met 79 ingangen, dan zijn er 2×79 diodes nodig. Het gebruik van halfgeleiderdiodes, zoals in fig. 5 al is getekend, wordt dan zeer aantrekkelijk, wegens de veel kleinere warmteontwikkeling en de overbodigheid van gloeistroomleidingen.

Om de verschillende sinuscomponenten in de juiste verhouding in het spectrogram weer te geven, moet men zorgen voor een verhouding $v_s : V_k$ die onafhankelijk is van de aangelegde spanning V_k. Waren de diodes D' ideaal (weerstand R_i in doorlaatrichting $= 0$, weerstand R_{inv} in keerrichting oneindig), dan zou aan de voorwaarde zijn voldaan, immers dan zou $v_s/V_k = R_o/(R_o + R) =$ constant zijn. In feite echter moeten we in deze uitdrukking R vervangen door $R + R_i$, en R_o door de parallelschakeling van R_o en $R_{inv}/78$. De weerstand R_i is afhankelijk van de stroom door de diode (en dus van R), en R_{inv} is afhankelijk van de spanning over de diode. Om de invloed van R_i klein te houden, moeten we R veel groter dan de bijbehorende waarde van R_i kiezen, d.w.z. $R \geqq 100$ kΩ bij een germaniumdiode OA 74, en $R \geqq 220$ kΩ bij een siliciumdiode OA 202. Om te voorkomen dat v_s veel kleiner dan V_k zou worden, nemen we, zoals al is vermeld, $R_o = R$, d.w.z. $v_s \approx 0{,}5\ V_k$.

Om ook de invloed van R_{inv} onschadelijk te maken, moeten we ervoor zorgen dat $\frac{1}{78}R_{inv}$ veel groter is dan R_o. Met $V_k = 10$ V staat over 78 diodes D' een keerspanning van ca. 5 V. Bij deze spanning hebben 78 germaniumdiodes OA 74 parallel een weerstand van slechts ca. 50 kΩ, dus aanzienlijk minder dan R_o, die ten minste 100 kΩ moet zijn. In dit opzicht zijn siliciumdiodes OA 202 veel beter: hiervan vormen 78 parallel bij 5 V een weerstand van ca. 70 MΩ, dus veel groter dan $R_o = 0{,}22$ MΩ. Om deze reden hebben wij siliciumdiodes gebruikt, met $R = R_o = 220$ kΩ.

Fig. 6 geeft het gemeten verband $v_s = f(V_k)$ voor de genoemde combinatie. De betrekking is nagenoeg lineair voor waarden van V_k groter dan 0,3 V. De gewenste evenredigheid van v_s met V_k wordt voldoende dicht benaderd indien aan V_k een voorspanning van 0,3 V wordt toegevoegd.

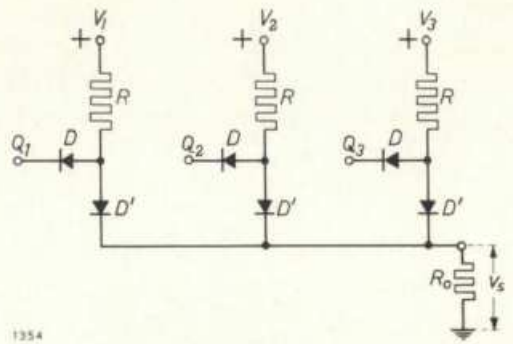


Fig. 5. De schakeling van fig. 4*b*, nu met drie ingangen en één gemeenschappelijke uitgangsweerstand R_o. De diodes zijn halfgeleiderdiodes.

Opdat de diodeschakelingen van fig. 5 — uitgebreid tot 79 ingangen — de gelijkgerichte filterspanningen V_k ieder op hun beurt naar de uitgang doorgeven (met een reductiefactor van ca. $\frac{1}{2}$), moeten de punten $Q_1, Q_2, \ldots, Q_{79}$ achtereenvolgens een bepaalde positieve spanning krijgen, terwijl ze gedurende de rest van de tijd de genoemde negatieve hulpspanning moeten hebben. Dit gebeurt automatisch, doordat aan elke diode D een bistabiele wipschakeling (flip-flap) is toegevoegd; in *fig. 7* zijn er

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

enige getekend. De 79 wipschakelingen zijn onderling identiek en met elkaar gekoppeld tot een ringschakeling. Ze worden gevoed met een gelijkspanning van ca. 12 V.

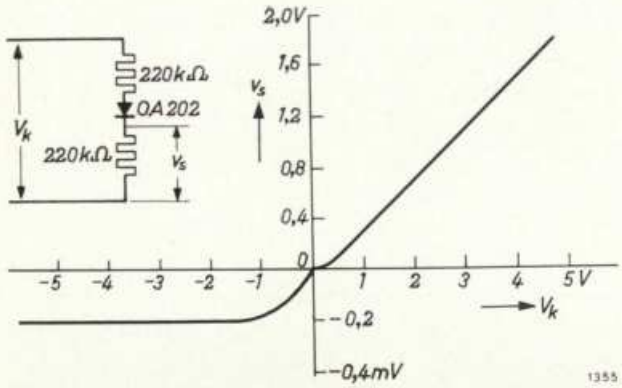


Fig. 6. Uitgangsspanning v_s als functie van de ingangsspanning V_k voor de links boven getekende schakeling met een siliciumdiode OA 202. In de doorlaatrichting is het verband lineair voor $V_k > 0{,}3$ V. (N.B. De positieve en de negatieve v_s-as hebben verschillende schaal.)

Ieder van de wipschakelingen is voorzien van twee transistors OC 71. Steeds verkeert één wipschakeling (doch telkens een andere) in de „geactiveerde" toestand en de 78 andere in de „rusttoestand". Onder geactiveerde toestand verstaan we de toestand waarin transistor *I* geleidt en transistor *II* niet geleidt; daarbij heeft punt *P* een spanning van 1,3 V en punt *Q* een spanning van 11 V ten opzichte van de negatieve pool. In de rusttoestand is het omgekeerde het geval: transistor *I* is stroomloos, *II* geleidt, *P* heeft 11 V, *Q* heeft 1,3 V ten opzichte van de negatieve pool.

De punten $Q_1, Q_2, \ldots, Q_{79}$ corresponderen met de gelijknamige punten van de diodeschakelingen (vgl. fig. 5). Alleen die diodeschakeling is dus geopend waarvan de bijbehorende wipschakeling in de geactiveerde toestand verkeert; in fig. 7 is dit wipschakeling *1*.

De potentiometer *Pot*, waarvan het glijcontact is geaard, wordt zo ingesteld dat de lage spanning van alle punten *Q* ten opzichte van aarde juist de waarde krijgt die nodig is om de restwaarden van de spanning v_s over R_0 te onderdrukken (zie boven). De hoge spanning van Q_1 ten opzichte van aarde is dan nog hoog genoeg om de diode D_1 volledig te blokkeren, waarbij v_s ongeveer gelijk wordt aan $\frac{1}{2}V_1$.

De punten $S_{1,2}$, $S_{2,3}$ enz. in de verbinding tussen de opeenvolgende wipschakelingen zijn over diodes $d_{1,2}$, $d_{2,3}$ enz. aangesloten op een leiding *L*. Deze heeft een potentiaal van 12 V ten opzichte van de negatieve pool, met daarop gesuperponeerd negatieve stuurimpulsen van ca. 5 V met een frequentie van 2000 Hz. De anode van $d_{1,2}$ is over een weerstand

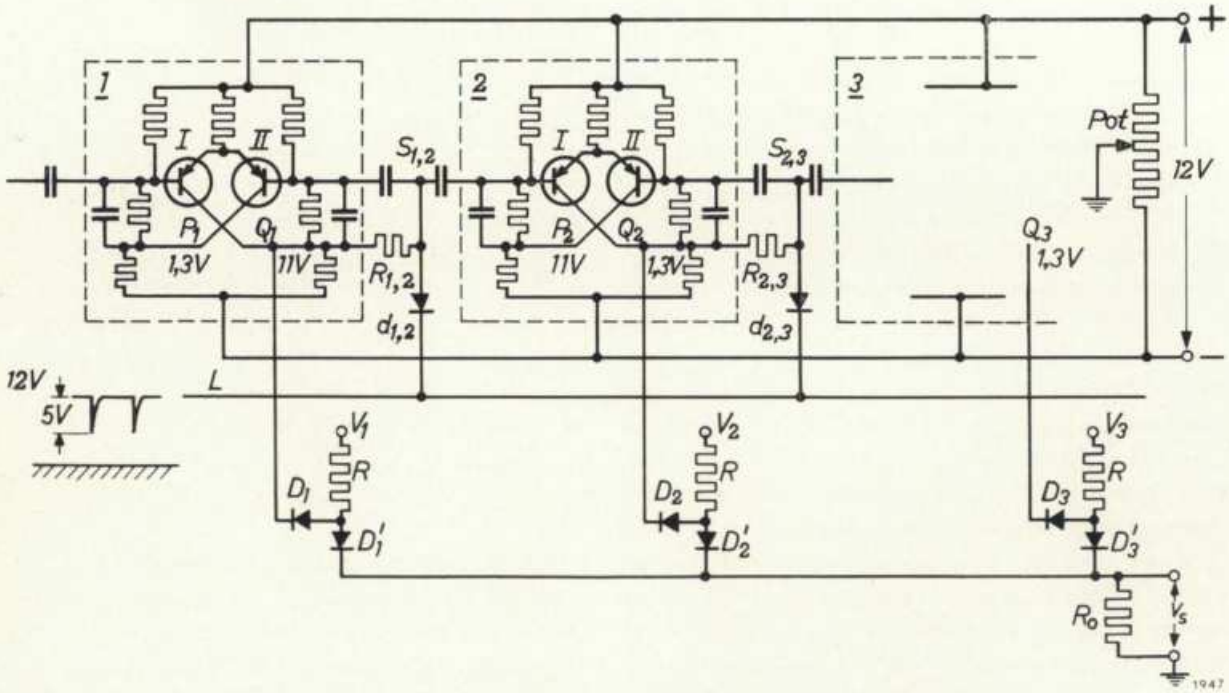


Fig. 7. 79 wipschakelingen *1*, *2*, *3*, ... besturen de diodes D_1, D_2, D_3, ... Wipschakeling *1* verkeert hier in de „geactiveerde" toestand (transistor *I* geleidend, *II* stroomloos, Q_1 „hoge" potentiaal, D_1 stroomloos, $V_s = \frac{1}{2}V_1$). De overige wipschakelingen verkeren in de rusttoestand (transistor *I* stroomloos, *II* geleidend, $Q_2, \ldots, Q_{79}$ „lage" potentiaal, $D_2, \ldots, D_{79}$ geleidend, $V_2, \ldots, V_{79}$ dragen niet tot v_s bij). Negatieve stuurimpulsen op de leiding *L* zorgen ervoor dat telkens een volgende wipschakeling in de geactiveerde toestand wordt gebracht.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

$R_{1,2}$ verbonden met Q_1, die van $d_{2,3}$ over $R_{2,3}$ met Q_2, enz. De stuurimpulsen vinden derhalve alle diodes geblokkeerd behalve $d_{1,2}$ (alleen Q_1 heeft immers de „hoge" spanning van 11 V). Via $d_{1,2}$ en de beide koppelcondensatoren komt er dus een negatieve impuls op de basis van transistor *II* in wipschakeling *1* en op de basis van transistor *I* in wipschakeling *2*. Beide wipschakelingen slaan daardoor om: *1* gaat over in de rusttoestand, *2* in de geactiveerde toestand. Bij de volgende stuurimpuls slaan *2* en *3* om, enz. De geactiveerde toestand loopt dus 2000/79 ≈ 25 maal per seconde door de ring van wipschakelingen rond en maakt om beurten ieder van de 79 diodeschakelingen kortstondig geleidend.

Bij het omslaan van b.v. wipschakeling *2* naar de geactiveerde toestand (fig. 7) springt de spanning van Q_2 van 1,3 V op 11 V. Laatstgenoemde waarde is al bereikt nog voordat de stuurimpuls is afgelopen. Het gevaar bestaat dus dat alsnog diode $d_{2,3}$ opengaat en dat daardoor wipschakeling *3* ontijdig omslaat. Om dit te voorkomen, is ervoor gezorgd dat de anodespanning van $d_{2,3}$ de spanningssprong van Q_2 zo langzaam volgt dat $d_{2,3}$ tijdens de impuls geblokkeerd blijft. De tijdconstante van het spanningsverloop aan de anode van $d_{2,3}$ moet dus voldoende groot zijn. (In hoofdzaak is deze tijdconstante bepaald door de weerstand $R_{2,3}$ en de capaciteit van de koppelcondensatoren.) Dit geldt natuurlijk voor alle 79 koppelnetwerken.

De stuurimpulsen worden door differentiëren afgeleid uit een kanteelspanning, die door een multivibrator wordt opgewekt. De multivibrator werkt met een dubbele triode E 88 CC. Tussen de multivibrator en de stuurleiding L is een als emissorvolger geschakelde transistor OC 77 opgenomen, die aanpassing tussen de impedanties tot stand brengt.

Vervanging van de roterende schakelaar S_2

Een „paaltjesspanning" zoals die met de roterende schakelaar S_2 (fig. 1) werd verkregen en die voor de horizontale afbuiging zorgde (fig. 2*c*), is langs elektronische weg niet gemakkelijk op te wekken. Andere spanningsvormen zijn echter ook bruikbaar, zoals een trapjesvorm en een zaagtandvorm. Een trapjesspanning is elektronisch evenmin eenvoudig op te wekken [2]), daarentegen een zaagtandspanning, zoals bekend, wèl. Hoe met een zaagtandspanning voor de horizontale afbuiging het spectrogram van een sinusvormig signaal eruit zou zien, toont *fig. 8a*. Zulk een spectrogram is even goed bruikbaar als het lijnenspectrum van de oorspronkelijke spectroscoop (fig. 2*d*), maar het is iets minder suggestief. Daarom is getracht, dit laatste spectrum meer te benaderen, met behulp van de volgende kunstgreep. De oscilloscoopbuis wordt door een negatieve voorspanning op de stuurelektrode juist afgeknepen, maar laat, dank zij een kanteelspanning van 2000 Hz op dezelfde elektrode, telkens gedurende ½ periode

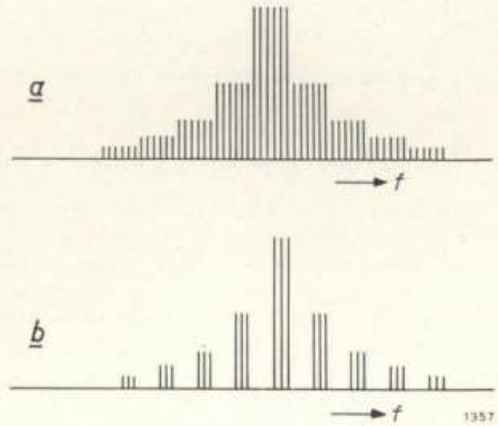


Fig. 8. *a*) Gedaante van het spectrogram van een sinusvormige spanning, wanneer de horizontale afbuiging tot stand komt door een zaagtandspanning.
b) Idem, maar nu wordt de elektronenbundel telkens ¼ ms onderdrukt en ¼ ms doorgelaten door middel van een kanteelspanning van 2000 Hz op de stuurelektrode van de oscilloscoopbuis. Iedere „balk" is in feite een sinustreintje van ca. 12 periodes van de 50-kHz-spanning, maar met het blote oog niet te onderscheiden van één enkele verticale lijn.

stroom door; de kanteelspanning wordt betrokken van de bovengenoemde multivibrator. In elke ½ milliseconde is de elektronenbundel dus maar ¼ milliseconde aanwezig. Het spectrogram van een sinusvormig signaal wordt dan zoals in fig. 8*b* is getekend. Iedere „balk" is dan weliswaar geen scherpe lijn, zoals in fig. 2*d*, maar een sinustreintje met ca. 12 periodes van de spanning van generator G (fig. 1), die een frequentie van ca. 50 kHz heeft; het verschil is echter in de praktijk bijna niet te zien.

De zaagtandspanning wordt opgewekt door een transitron (pentode EF 80) in combinatie met de integrator van Miller [3]). Vrijlopend heeft het transitron een frequentie van ca. 20 Hz. Wanneer de 79e wipschakeling van de geactiveerde toestand in de rusttoestand terugkeert, levert ze een impuls waarvan de herhalingsfrequentie 2000/79 ≈ 25 per seconde is; deze impulsen synchroniseren het transitron.

Het is zaak, de terugslagtijd zo kort mogelijk te maken, daar de informatie die de filterkringen leveren welke gedurende de terugslag aan de beurt

[2]) Zie b.v. Philips techn. T. **12**, 292, 1950.

[3]) Een transitron is één van de pentodeschakelingen waarmee een negatieve weerstand wordt verkregen; zie b.v. F. E. Terman, Radio Engineer's Handbook, McGraw-Hill, London 1950, blz. 318. Met de combinatie van een transitron en de integrator van Miller (zie b.v. F. Kerkhof en W. Werner, Televisie, Philips' Technische Bibliotheek 1951, blz. 149 e.v.) kan een zaagtandgenerator worden samengesteld waarvan de zaagtandvorm bijzonder goed lineair is.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

komen, verloren gaat. Daarom zijn maatregelen genomen om telkens het laden van de condensator in de zaagtandgenerator bijzonder snel te doen gebeuren; het gaat via een katodevolger (één helft van een buis E 88 CC), die door het transitron wordt bestuurd. Aldus is het gelukt, de terugslagtijd te reduceren tot minder dan 0,25 milliseconde, d.i. minder dan 0,6% van de zaagtandperiode (bij een normale zaagtandgenerator is deze fractie meestal niet veel minder dan 10%).

De korte terugslagtijd bleek ook een bezwaar mee te brengen, dat echter volledig opgeheven is kunnen worden. Het bezwaar blijkt het duidelijkst wanneer we als ingangssignaal nemen een sinusvormige spanning met een frequentie van 7440 Hz (de resonantiefrequentie van de 79e filterkring). Het spectrogram blijkt dan te worden zoals in *fig. 9* is getekend. Er treden dus

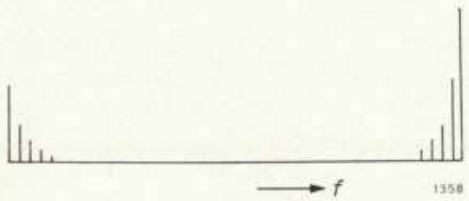


Fig. 9. Spectrogram van een sinusvormige spanning met een frequentie van 7440 Hz. De uitslagen links suggereren de aanwezigheid van componenten met lage frequenties. Ze ontstaan doordat de parasitaire capaciteit parallel met R_o zich niet snel genoeg kan ontladen (vgl. fig. 10).

uitslagen aan de linkerkant van het spectrum op, die de verkeerde indruk wekken als zou het ingangssignaal ook componenten met lage frequenties bevatten. Dit is natuurlijk vooral hinderlijk wanneer het ingangssignaal werkelijk een gecompliceerd spectrum bezit.

Het verschijnsel is toe te schrijven aan het feit dat er zich parallel met de weerstand R_o, waarover de stuurspanning v_s van de balansmodulator komt te staan, een aanzienlijke parasitaire capaciteit C_p bevindt (voornamelijk bedradingscapaciteit en de gezamenlijke capaciteit van de met R_o verbonden diodes). Gemeten is dat C_p ca. 1500 pF bedraagt. Met R_o = 220 kΩ levert dit een tijdconstante R_oC_p = 0,33 ms op. In de terugslagtijd van ca. 0,25 ms daalt de spanning over C_p dus slechts in de verhouding $1 : e^{-0,25/0,33} = 1 : 0,47$, en de uitslag geheel links zal derhalve nog bijna half zo groot als de uitslag geheel rechts zijn.

In principe kan men de ongewenste uitslag links op de volgende manieren verkleinen:

1) door C_p te verkleinen, wat echter praktisch niet mogelijk was;
2) door R_o te verkleinen, wat ten koste van de gevoeligheid zou gaan;
3) door de terugslagtijd te verlengen, wat een deel van het spectrum verloren zou doen gaan, ofwel het nodig zou maken, de ring met enige wipschakelingen uit te breiden;
4) door met behulp van een soort schakelaar C_p tijdens de terugslag snel te ontladen.

Deze laatste methode bleek een goede oplossing te zijn. Als schakelaar fungeert een in rust afgeknepen transistor (*fig. 10*), die door de synchroniseerimpuls voor de zaagtandgenerator bij iedere terugslag even geleidend wordt gemaakt; deze impuls is afkomstig van de 79e wipschakeling. De polariteit van de spanningen is hier zodanig dat de transistor van het type *N-P-N* moet zijn; gebruikt wordt een transistor OC 139.

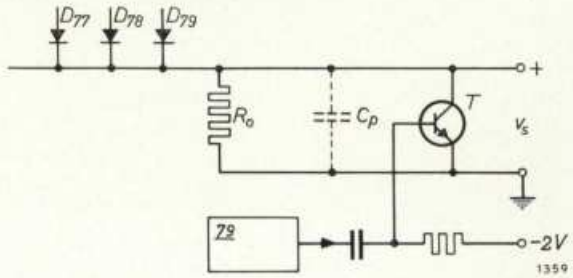


Fig. 10. Parallel met de weerstand R_o (220 kΩ) bevindt zich een parasitaire capaciteit C_p (ca. 1500 pF). Deze wordt gedurende de terugslag snel ontladen over de transistor T (een *N-P-N*-transistor type OC 139), die telkens geleidend wordt gemaakt door synchroniseerimpulsen (afkomstig van de 79e wipschakeling) op zijn basis. Het in fig. 9 afgebeelde effect verdwijnt daardoor.

Foto's van enige spectrogrammen vindt men in *fig. 11a, b* en *c*. Het zal, in vergelijking met fig. 2*d*, opvallen dat de negatieve uitslagen onderdrukt zijn. Dit heeft het voordeel dat men de horizontale as lager op het oscilloscoopscherm kan plaatsen, en de positieve uitslagen dus groter kan maken.

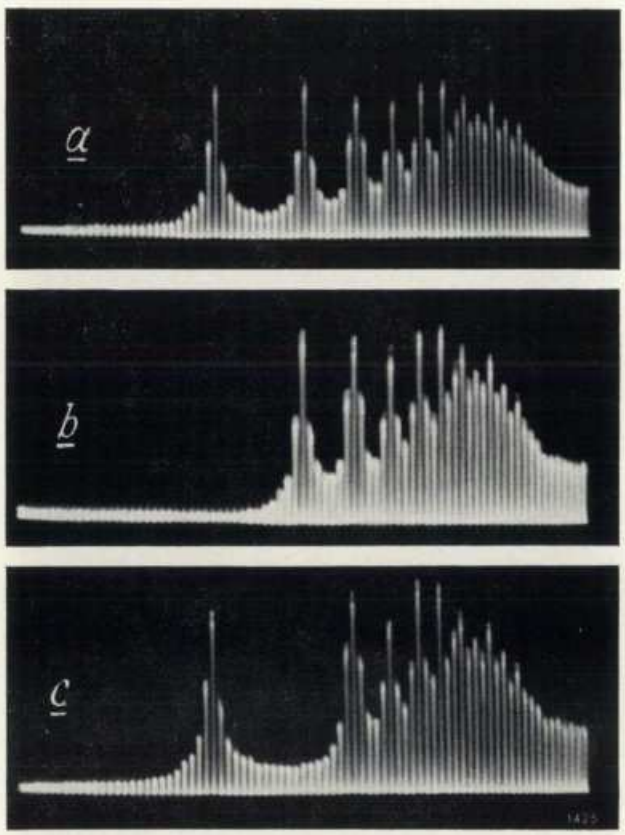


Fig. 11. Voorbeelden van spectrogrammen, opgenomen met de hier beschreven geluidsspectroscoop.
a) Spectrogram van een periodieke impuls.
b) Idem, met onderdrukte grondcomponent.
c) Als (*a*), met onderdrukte tweede harmonische.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

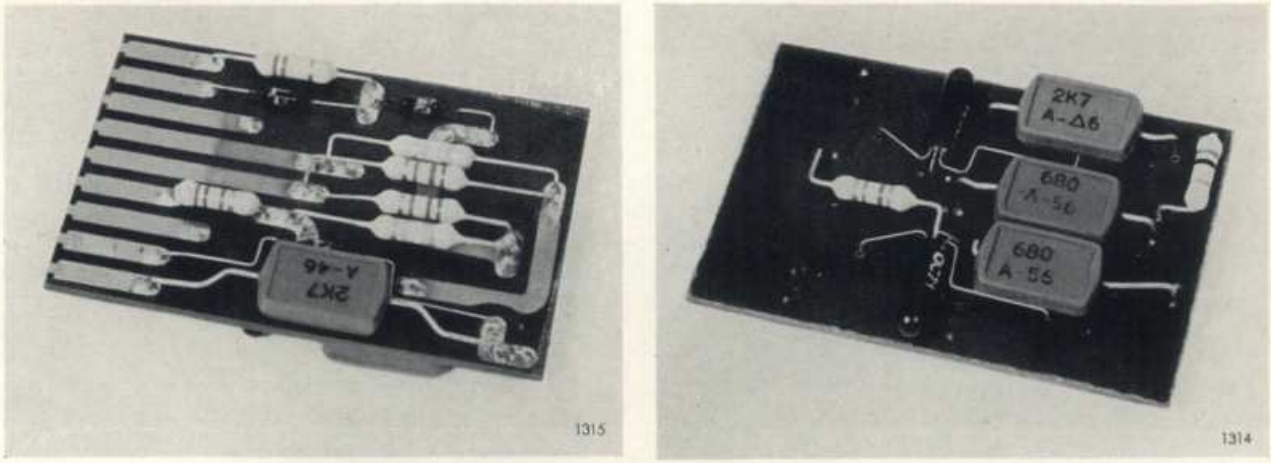


Fig. 12. De beide zijden van een paneel (42 bij 76 mm) met gedrukte bedrading. Het bevat één diodeschakeling (D, D' en R) plus de bijbehorende wipschakeling plus de onderdelen voor koppeling met de volgende wipschakeling. Het paneel wordt vastgehouden in verende contactklemmen, die de verbindingen met de rest van de schakeling tot stand brengen.

Vermeld zij nog dat de volle breedte van het spectrogram zich niet steeds van 86,5 tot 7440 Hz behoeft uit te strekken, maar ook een kleiner frequentiegebied kan beslaan, dat men aldus vergroot krijgt afgebeeld.

Constructieve bijzonderheden

Voor vele van de schakelingen die de geluidsspectroscoop bevat, is gebruik gemaakt van gedrukte bedrading [4]). Zo is b.v. elk van de 79 diodeschakelingen met de bijbehorende wipschakeling ondergebracht op een isolerend plaatje van 42 bij 76 mm (*fig. 12*). De plaatjes worden op hun plaats gehouden door verende klemmen, die tevens de elektrische contacten vormen. Op deze wijze zijn ze gemakkelijk uitneembaar, controleerbaar en, zo nodig, vervangbaar. *Fig. 13* laat zien dat de opstelling zeer compact en toch overzichtelijk is. Met het oog op een snelle lokalisatie van fouten zijn verschillende signaallampjes aangebracht.

[4]) Zie b.v. Philips techn. T. **20**, 71, 1958.

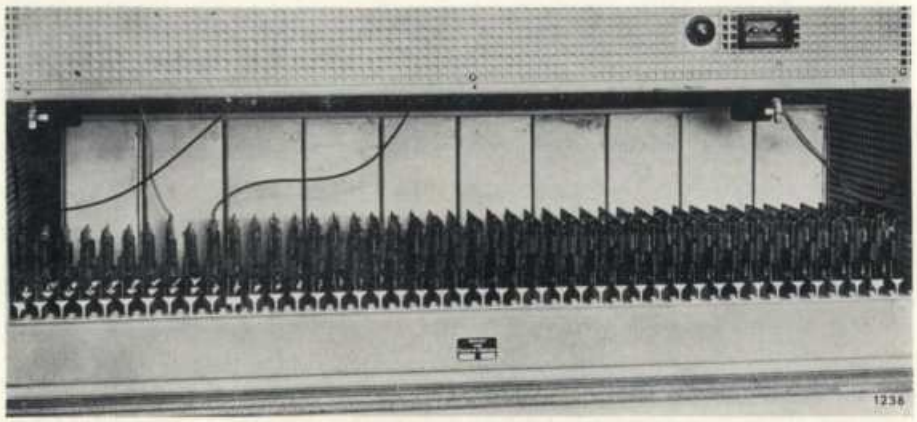


Fig. 13. Achterzijde van de geluidsspectroscoop, geopend. Men ziet hier de panelen met gedrukte bedrading, waarvan er in fig. 12 een is afgebeeld.

Samenvatting. De geluidsspectroscoop van Beljers bevat als frequentie-analyserend orgaan 79 filters, waarvan de doorlaatgebieden, elk ter breedte van een halve toon, aaneensluitend het frequentiegebied van 86,5 tot 7440 Hz beslaan. In de oorspronkelijke apparatuur (van 1942) werd een roterende schakelaar gebruikt om achtereenvolgens ieder van de filterspanningen een verticale uitslag op een oscilloscoop te laten geven, terwijl met behulp van een tweede roterende schakelaar de horizontale uitslag stapsgewijs evenredig met de logaritme van de frequentie toenam. In het Instituut voor Perceptie Onderzoek te Eindhoven is het apparaat gemoderniseerd, o.a. doordat de beide schakelaars zijn vervangen door geruisloos werkende en kraakvrije elektronische aftastschakelingen, grotendeels met halfgeleiderdiodes en transistors in plaats van buizen. Gebruik is gemaakt van gedrukte bedrading.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

METINGEN AAN LUIDSPREKERS

door M. Tj. HAITJEMA, W. KOPINGA en S. J. PORTE. 53.08:621.395.623.7

Reeds geruime tijd zijn bij Philips een aantal meetmethodes voor luidsprekers in gebruik, waarvan onderstaand artikel een overzicht geeft. Deze methodes hebben vooral hun nut bewezen bij het ontwerpen van luidsprekers en luidsprekerkasten. Sommige lenen zich ook goed voor het steekproefsgewijs controleren van luidsprekers in de fabricage.

De metingen aan luidsprekers die in dit artikel worden besproken, betreffen de volgende eigenschappen:

a) het verloop van de geluidsdruk als functie van de frequentie,
b) het verloop van de impedantie als functie van de frequentie,
c) de resonantiefrequentie,
d) uitslingeringsverschijnselen, zoals die optreden bij het plotseling nul worden van een aan de luidspreker toegevoerd signaal,
e) richtingsdiagrammen, die in poolcoördinaten de geluidsdruk in verschillende richtingen bij constante frequentie geven, en
f) het verloop van het rendement als functie van de frequentie.

De geluidsdruk, de impedantie en het rendement worden als functie van de frequentie op een strook papier geregistreerd, de uitslingering en de richtingsdiagrammen worden op een katodestraaloscillograaf zichtbaar gemaakt [1]).

Het registreren van de geluidsdruk als functie van de frequentie

Om het verloop van de geluidsdruk van een luidspreker als functie van de frequentie (de „frequentiekarakteristiek") te registreren, gaan wij als volgt te werk. Het signaal van een toongenerator wordt via een versterker aan de te onderzoeken luidspreker toegevoerd. In de as van de luidspreker [2]) staat een condensatormicrofoon. Het signaal dat deze levert, wordt na versterking door een schrijver geregistreerd. Luidspreker en microfoon bevinden zich in een akoestisch „dode" (galmvrije) kamer (*fig. 1*), op 50 cm van elkaar. Deze afstand is een gunstig compromis gebleken, in verband met onvolmaaktheden van de dode kamer en met de afmetingen van de luidspreker (voor zover de diameter van de conus niet groter is dan ca. 30 cm).

Een motortje draait de condensator van de toongenerator zodanig dat de frequentie het gebied van

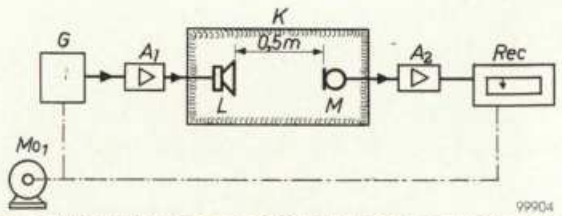


Fig. 1. Registreren van de geluidsdruk van een luidspreker L, als functie van de frequentie van een toongenerator G. A_1 versterker met 50-W-eindtrap in balansschakeling. M condensatormicrofoon. A_2 microfoonversterker. *Rec* schrijver. Mo_1 motortje dat de frequentie het gebied van 0 tot 20 000 Hz doet doorlopen en dat ook de papierstrook van de schrijver voortbeweegt. K dode kamer.

0 tot 20 000 Hz doorloopt, en wel het gebied van 0 tot 100 Hz lineair met de tijd, en het gebied van 100 tot 20 000 Hz logaritmisch (gelijke tijden voor elk doorlopen octaaf). Hetzelfde motortje beweegt de strook papier van de schrijver voort. Met het oog op mogelijke kleine verschillen tussen de op het papier gedrukte frequentieschaal en het werkelijke frequentieverloop wordt het generatorsignaal automatisch even onderbroken wanneer zijn frequentie de waarde 1000 Hz passeert.

De versterker A_1, tussen de toongenerator en de luidspreker, heeft een 50-W-eindtrap in balansschakeling met vier buizen EL 34 in klasse AB. De uitgangstransformator is voorzien van aftakkingen voor aanpassing op luidsprekerspoelen met verschillende weerstand. Naar keuze kan men een 20-voudige stroom- of spanningstegenkoppeling inschakelen, al naar gelang men bij variërende frequentie de uitgangsstroom of de uitgangsspanning constant wenst te houden. De frequentiekarakteristiek wordt opgenomen met constante stroom $= \sqrt{50 \times 10^{-3}/R}$, waarin R de gelijkstroomweerstand van de luidsprekerspoel is. Dit betekent dat bij lage frequenties een vermogen van 50 mW wordt opgenomen.

De microfoonversterker A_2 is zodanig gecorrigeerd dat de combinatie van condensatormicrofoon

[1]) De meetmethodes voor de richtingsdiagrammen en het rendement zijn in het kort reeds gepubliceerd in T. Ned. Radiogenootschap **23**, 303-309, 1958 (no. 6).

[2]) Alle hier beschreven metingen worden uitgevoerd aan luidsprekers zonder klankscherm. De eigenschappen van de luidspreker zelf worden dus gemeten, en niet de bijkomende eigenschappen van een klankscherm.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

en microfoonversterker een frequentiekarakteristiek heeft die van 20 tot 20 000 Hz vlak loopt.

De schrijver is, zoals gebruikelijk, voorzien van een ingangspotentiometer, waarvan het glijcontact is gekoppeld met de schrijfstift. De inrichting is zodanig dat de stift slechts in rust is wanneer het glijcontact zich bevindt op een punt dat ten opzichte van aarde een spanning van 10 mV heeft (voor ingangsspanningen kleiner dan 10 mV is de uitslag dus nul). De betrekking tussen de uitslag van de stift en de ingangsspanning hangt af van het weerstandsverloop van de potentiometer. In het onderhavige geval is voor de ordinaat van de karakteristiek een decibelschaal wenselijk, bij de aanstonds te bespreken impedantiekarakteristiek daarentegen een lineaire schaal. De ingangspotentiometer is daarom verwisselbaar gemaakt, en er zijn twee potentiometers beschikbaar, waarvan de ene een logaritmische, de andere een lineaire schaal geeft (beide voor ingangsspanningen vanaf 10 mV).

Fig. 2 toont een frequentiekarakteristiek die op de beschreven wijze aan een luidspreker is opgenomen.

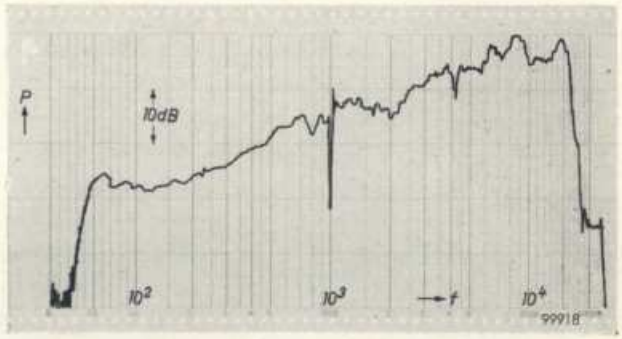


Fig. 2. Registrogram van de geluidsdruk P als functie van de frequentie f (frequentiekarakteristiek), volgens de in fig. 1 geschetste methode opgenomen. Geluidsdrukschaal logaritmisch; frequentieschaal lineair van 0 tot 100 Hz, logaritmisch van 100 tot 20 000 Hz. De frequentie 1000 Hz is gemarkeerd doordat daar het signaal even werd onderbroken.

Het registreren van de elektrische impedantie als functie van de frequentie

De elektrische impedantie van een luidspreker is het quotiënt van de spanning over en de stroom door de luidsprekerspoel. Bij constant gehouden stroom is de spanning dus evenredig met de impedantie. Voor het opnemen van het impedantieverloop met de frequentie wordt de luidspreker weer via de bovengenoemde balansversterker (met stroomtegenkoppeling) gevoed uit de toongenerator, waarvan de frequentie het audiogebied doorloopt terwijl de spanning over de luidsprekerspoel wordt geregistreerd. De schrijver is in dit geval voorzien van de potentiometer die een lineaire schaal levert.

Fig. 3 geeft twee voorbeelden van een impedantieverloop. Kromme *1* is opgenomen aan een luidspreker zonder, kromme *2* aan een luidspreker met een zg. kortsluitring [3]). In dit laatste geval neemt de impedantie veel minder sterk met de frequentie toe, wat de weergave van de hoge tonen ten goede komt.

Het bepalen van de resonantiefrequentie

Onder de resonantiefrequentie van een luidspreker verstaat men de frequentie waarbij de elektrische impedantie maximaal is, in analogie met de parallelschakeling van een zelfinductie en een capaciteit, die in de buurt van de resonantiefrequentie het elektrische equivalent van de luidspreker vormt. De resonantiefrequentie hangt niet alleen af van de constructie van de luidspreker zelf, maar ook — indien deze aanwezig is — van de luidsprekerkast. De resonantiefrequentie is een belangrijk gegeven, omdat ze ongeveer de benedengrens vormt van het spectrum dat de luidspreker kan weergeven. (Beneden de resonantiefrequentie daalt de geluidsdruk bij afnemende frequentie met 18 dB per octaaf in het geval van een losse luidspreker, en met 12 dB per octaaf in dat van een luidspreker in een oneindig groot klankscherm.)

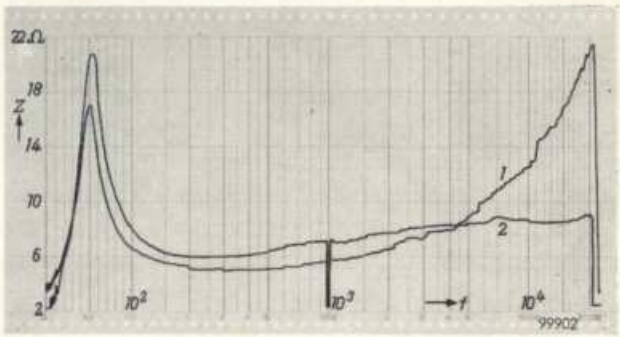


Fig. 3. Registrogrammen van de impedantie Z van een luidspreker (op lineaire schaal), als functie van de frequentie f (in hertz). Kromme *1* geldt voor een luidspreker zonder, kromme *2* voor een luidspreker met kortsluitring [3]). Het vlakkere verloop van kromme *2* komt de weergave van de hoge tonen ten goede.

De resonantiefrequentie wordt bepaald door bij constante spanning over de luidspreker (spanningstegenkoppeling) de frequentie van de toongenerator zo in te stellen dat de stroom het kleinst is; deze frequentie is de resonantiefrequentie. De constante spanning wordt zo gekozen dat de minimumstroom 50 mA bedraagt bij luidsprekers met lage weerstand (in de orde van 10 ohm), en 5 mA bij luidsprekers met hoge weerstand (400 of 800

[3]) Zie Philips techn. T. **18**, 318, 1956.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

ohm) [4]). Bij deze stromen is de amplitude van de conus zo klein dat de deformatie van de centrering of van de conusrand geen storend effect veroorzaakt.

Voor het bepalen van de resonantiefrequentie van luidsprekers in de fabricage heeft men liever een direct aanwijzend toestel. Ook zulk een instrument is uitgewerkt. Hierin fungeert de onderzochte luidspreker als *LC*-kring van een oscillator. Deze laatste is zowel van een mee- als van een tegenkoppeling voorzien. In beide terugkoppelingen zijn niet-lineaire elementen opgenomen, die van de stroom afhankelijk zijn. Daardoor is verkregen dat de stroom door de luidspreker vrijwel onafhankelijk is van de bij resonantie aanwezige demping, die voor luidsprekers van verschillend type sterk uiteen kan lopen. De frequentie van de oscillator is de resonantiefrequentie van de aangesloten luidspreker en kan op een direct aanwijzende frequentiemeter worden afgelezen.

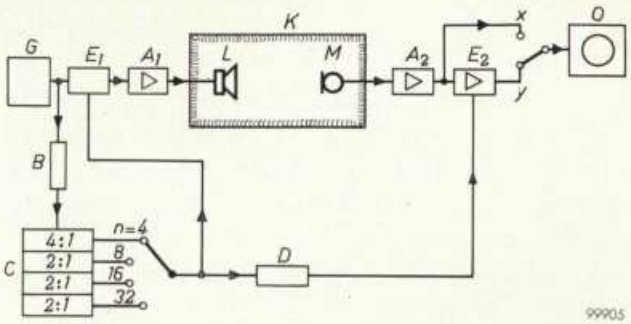


Fig. 4. Blokschema van de apparatuur voor het zichtbaar maken van overgangsverschijnselen. *G* toongenerator. E_1 elektronische schakelaar, die de sinusvormige spanning tot sinustreinen maakt. A_1 balansversterker. *L* te onderzoeken luidspreker en *M* microfoon in dode kamer *K*. A_2 microfoonversterker. E_2 elektronische schakelaar die het microfoonsignaal telkens gedurende de aanwezigheid van de sinustrein onderdrukt. *O* katodestraaloscillograaf. *B* schakeling die de sinusvormige spanning omzet in een kanteelspanning. *C* frequentiedelers, die de elektronische schakelaars E_1 en E_2 besturen; ze leveren kanteelspanningen waarvan de grondfrequentie resp. $^1/_4$, $^1/_8$, $^1/_{16}$ en $^1/_{32}$ maal de frequentie *f* van de toongenerator is. *D* inrichting die het stuursignaal voor E_2 vertraagt overeenkomstig de looptijd van het geluid van *L* naar *M*.

Het zichtbaar maken van overgangsverschijnselen

Voor goede reproduktie van spraak en muziek is van groot belang de wijze waarop de luidspreker scherpe medeklinkers resp. de plotselinge inzet van muziekinstrumenten weergeeft — de wijze dus waarop hij reageert op het plotseling in- of uitschakelen van het elektrische signaal. Van de daarbij optredende overgangsverschijnselen kan men in het bijzonder de uitslingering — na het abrupt ophouden van het toegevoerde signaal — op de volgende wijze bestuderen.

De luidspreker wordt gevoed met een periodiek onderbroken sinusvormig signaal („sinustreinen"). Het akoestische signaal dat de luidspreker daarbij levert en dat door een in de nabijheid opgestelde microfoon wordt opgevangen, maakt men zichtbaar op een katodestraaloscillograaf. Het oscillogram vertoont zowel het inslingerings- als het uitslingeringsverschijnsel. De uitslingering wordt nog beter zichtbaar indien men tussen microfoon en oscillograaf een inrichting aanbrengt die het microfoonsignaal gedurende de aanwezigheid van elke sinustrein onderdrukt, zodat alleen de uitslingering zichtbaar blijft. Luidspreker en microfoon moeten zich in een dode kamer bevinden, omdat nagalm als een storend verschijnsel in het oscillogram zichtbaar zou worden.

Fig. 4 geeft het blokschema van de schakeling. Tussen de toongenerator *G* en de balansversterker A_1 is een elektronische schakelaar E_1 opgenomen. Deze vormt de sinustreinen, d.w.z. hij bewerkt dat de spanning van de toongenerator telkens gedurende een bepaald aantal periodes *n* doorgelaten wordt en een even lange tijd geblokkeerd wordt; het in- en uitschakelen vindt plaats bij de nuldoorgangen van de sinus. Daartoe wordt de elektronische schakelaar bestuurd door een kanteelspanning, die door de frequentiedeeltrappen *C* (bista-

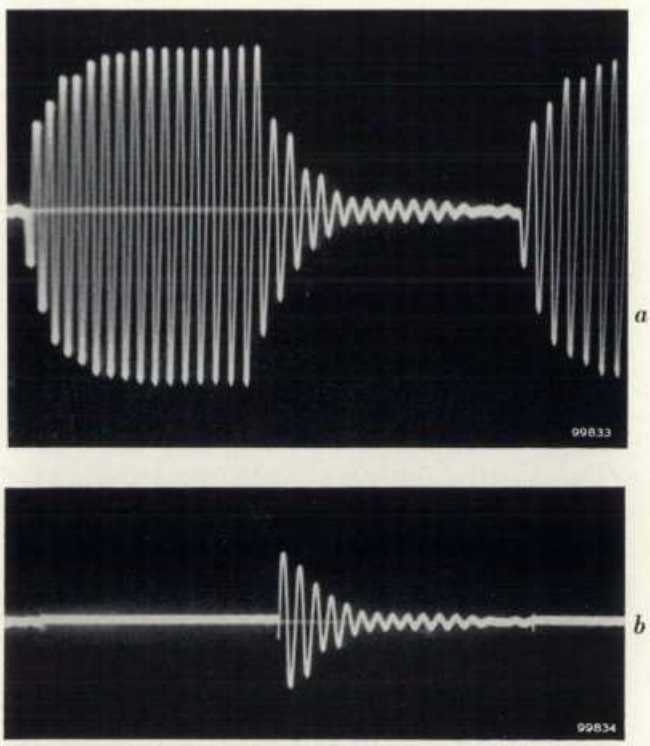


Fig. 5. *a*) Oscillogram van de microfoonspanning in fig. 4 (oscillograaf verbonden met punt *x*).
b) Oscillograaf verbonden met punt *y* in fig. 4: het microfoonsignaal is tijdens de aanwezigheid van de sinustrein onderdrukt, zodat alleen de uitslingering zichtbaar blijft.

[4]) Voor luidsprekers met hoge weerstand, zie Philips techn. T. **19**, 3, 1957.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

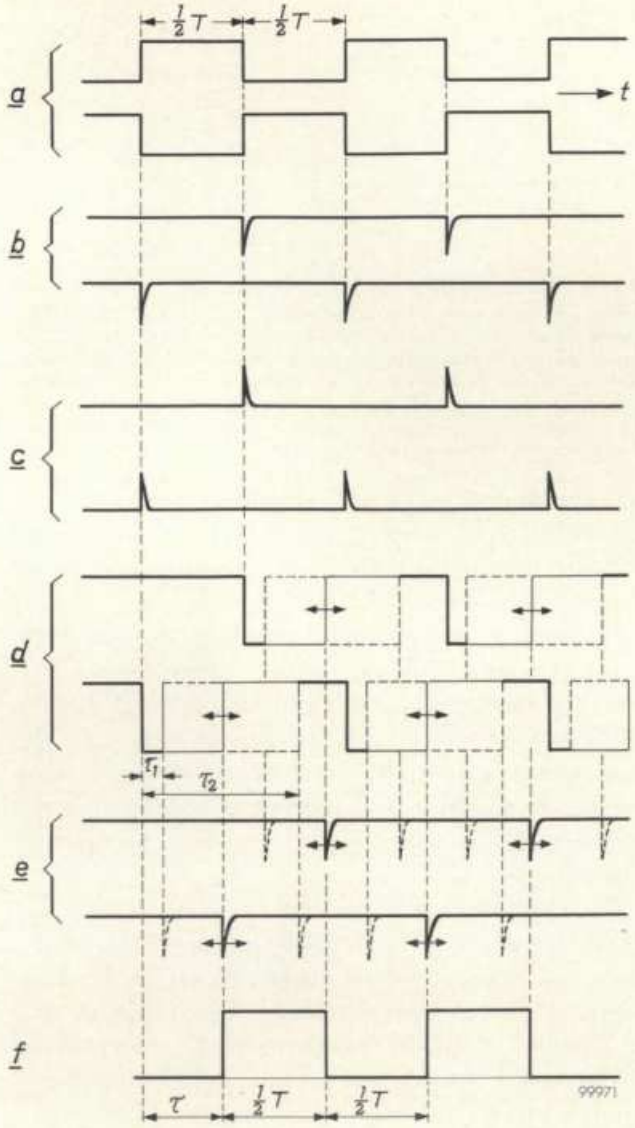


Fig. 6. Ter toelichting van de wijze waarop in het netwerk D (fig. 4) het stuursignaal voor de elektronische schakelaar E_2 een instelbare tijd τ wordt vertraagd, onafhankelijk van de frequentie f.
a) In tegenfaze zijnde kanteelspanningen, afgeleid uit de frequentiedelers C (fig. 4). Een halve periode $\frac{1}{2}T$ omvat n periodes van de toongeneratorspanning ($n = 4$, 8, 16, of 32).
b) Negatieve impulsen, afgeleid uit de spanningen (*a*) door deze te differentiëren en de positieve impulsen af te snijden.
c) Positieve impulsen, verkregen door de impulsen (*b*) te versterken. De impulsen (*c*) besturen een monostabiele multivibrator, die na iedere excitatie in de rusttoestand terugkeert met een instelbare vertraging (*RC*-lid met regelbare weerstand).
d) Door de monostabiele multivibrator opgewekte spanningen. De terugsprong is in de tijd verschuifbaar tussen de grenzen τ_1 en τ_2.
e) Impulsen, ontstaan door differentiëren, knippen en versterken van de sprongen (*d*). Ze zijn in de tijd verschuifbaar tussen de grenzen τ_1 en τ_2, en besturen een tweede multivibrator.
f) Kanteelspanning, geleverd door de tweede multivibrator. De sprongen (*d*) zijn zo ingesteld dat de kanteelspanning (*f*) dezelfde halve periode $\frac{1}{2}T$ als de spanningen (*a*) heeft, maar ten opzichte van deze een instelbare tijd τ is verschoven. (*f*) bestuurt de elektronische schakelaar E_2 (fig. 4).

biele multivibrators) wordt geleverd. Met een schakelaar kan men meer of minder deeltrappen inschakelen en zodoende n instellen op 4, 8, 16 of 32 periodes. De eerste deeltrap krijgt zijn ingangssignaal van de toongenerator via de schakeling B, die de sinusvormige spanning omzet in een kanteelspanning. *Fig. 5a* geeft een oscillogram van de microfoonspanning voor $f = 2500$ Hz, $n = 16$.

Ter onderdrukking van het microfoonsignaal gedurende de aanwezigheid van elke sinustrein wordt tussen de microfoonversterker A_2 en de oscillograaf een elektronische schakelaar E_2 opgenomen. Deze wordt bestuurd door dezelfde kanteelspanning als E_1, doch (ongeveer) in tegenfaze en bovendien met een vaste tijdvertraging, gelijk aan de tijd die het geluid van de luidspreker nodig heeft om de microfoon te bereiken. Hoe deze tijdvertraging is verkregen, is toegelicht in *fig. 6*. Sluit men de oscillograaf in fig. 4 aan op punt y, dan is de onderdrukking in werking (fig. 5*b*).

Het maakt voor het in- en uitslingeren bij lage frequenties groot verschil of de balansversterker A_1 werkt met stroom- dan wel met spanningstegenkoppeling. In het eerste geval gedraagt de versterker zich als een stroombron; zijn inwendige weerstand — die parallel met de luidsprekerspoel staat — is hoog (ca. 1000 ohm op de aansluiting voor luidsprekers met lage weerstand), de demping op de luidspreker dus klein, en de uitslingering duurt lang. Met spanningstegenkoppeling gedraagt de versterker zich als een spanningsbron, de inwendige

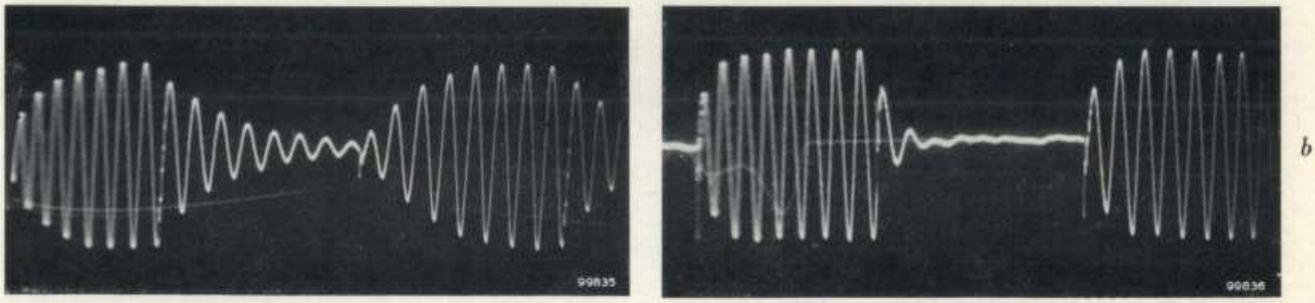


Fig. 7. Oscillogrammen van de microfoonspanning (oscillograaf in fig. 4 aan punt x) bij $f = 180$ Hz, $n = 8$. Bij (*a*) had de versterker A_1 stroomtegenkoppeling en was de luidspreker dus zwak gedempt, bij (*b*) had A_1 spanningstegenkoppeling en was de luidspreker sterk gedempt.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

weerstand is laag (ca. 0,1 ohm), de luidspreker is sterk gedempt en slingert dus kort uit. Het verschil komt tot uiting in de oscillogrammen *fig. 7a* en *b*.

Over de oscillograaf worden nog enige bijzonderheden medegedeeld aan het eind van de volgende paragraaf.

Het zichtbaar maken van richtingsdiagrammen

Het richtingsdiagram van een luidspreker geeft het verloop van de geluidsdruk — op een bepaalde afstand en bij constante frequentie — in verschillende richtingen. De vorm van het diagram hangt af van de frequentie en van de afmetingen en de constructie van de luidspreker en van de eventuele kast.

In onze meetinrichting wordt de luidspreker (al of niet in een kast) in een dode kamer vóór de vast opgestelde microfoon rondgedraaid (*fig. 8*). Op

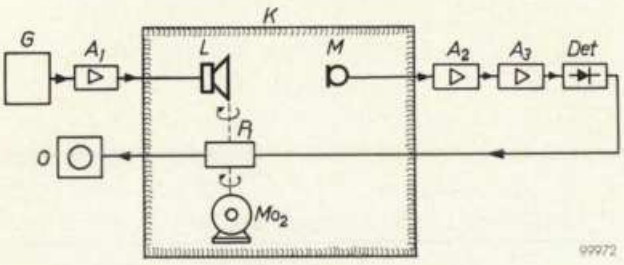


Fig. 8. Opstelling voor het zichtbaar maken van richtingsdiagrammen. *G* toongenerator. A_1 balansversterker. *L* te onderzoeken luidspreker, in dode kamer *K* door motortje Mo_2 om verticale as gedraaid, samen met de vloeistofpotentiometer P_1. *M* microfoon. A_2 microfoonversterker. A_3 logaritmische versterker. *Det* detector. *O* oscillograaf.

nader te bespreken wijze wordt de logaritmisch versterkte microfoonspanning in poolcoördinaten als functie van de richting en bij constante frequentie op een oscillograaf zichtbaar gemaakt.

Eerst willen wij toelichten hoe men op een gewone oscillograafbuis, met twee paren afbuigplaten, een polair diagram zichtbaar kan maken. Zet men op het ene paar platen een spanning $E \sin \omega t$ en

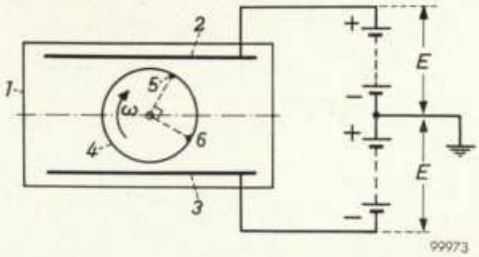
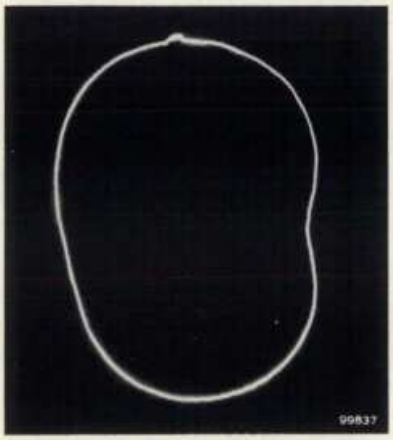


Fig. 9. De vloeistofpotentiometer (P_1 in fig. 8), van boven gezien. *1* bakje van isolatiemateriaal, gevuld met een geleidende vloeistof. *2*, *3* koolplaten. *4* schijf van isolatiemateriaal, draaiend met hoeksnelheid ω. *5*, *6* contacten van grafiet op de omtrek van de schijf *4*, 90° uit elkaar. Geeft men de platen *2* en *3* een spanning $+E$ resp. $-E$ ten opzichte van aarde, dan veranderen de potentialen van de contacten *5* en *6* volgens $E \sin \omega t$ resp. $E \cos \omega t$.

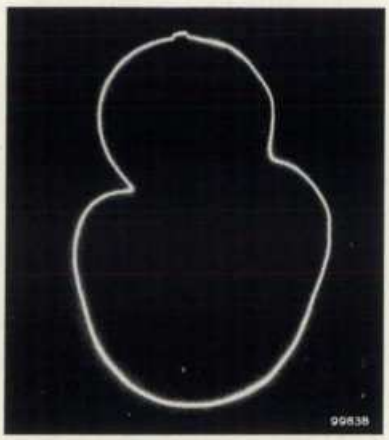
op het andere paar een spanning $E \cos \omega t$, dan wordt op het scherm een cirkel beschreven [5]). Worden deze spanningen in amplitude gemoduleerd volgens een periodieke tijdsfunctie met grondfrequentie = geheel aantal malen $\omega/2\pi$, dan ontstaat een „gemoduleerde cirkel" („cirkel" met variërende straal). Er wordt nu voor gezorgd dat de hoek ωt voortdurend gelijk is aan de hoek α die de luidspreker in het tijdinterval van 0 tot t is gedraaid, en dat de amplitudes E worden gemoduleerd overeenkomstig de logaritmisch versterkte microfoonspanning.

De spanningen $E \sin \omega t$ en $E \cos \omega t$ worden betrokken van een vloeistofpotentiometer, waarvan het principe is verduidelijkt in *fig. 9*. Een bakje *1* van isolatiemateriaal is gevuld met een geleidende vloeistof (ethyleenglycol). Aan weerszijden is in het bakje een koolplaat (*2*, *3*) opgesteld, en midden daartussenin draait met constante hoeksnelheid ω een schijf *4* van isolatiemateriaal. Deze draagt aan zijn omtrek twee contacten van grafiet

[5]) Eenvoudigheidshalve is aangenomen dat de twee paren platen even gevoelig zijn. Het in werkelijkheid bestaande verschil in gevoeligheid moet worden gecompenseerd door de amplitudes van de twee spanningen in de juiste verhouding te kiezen.



1000 Hz

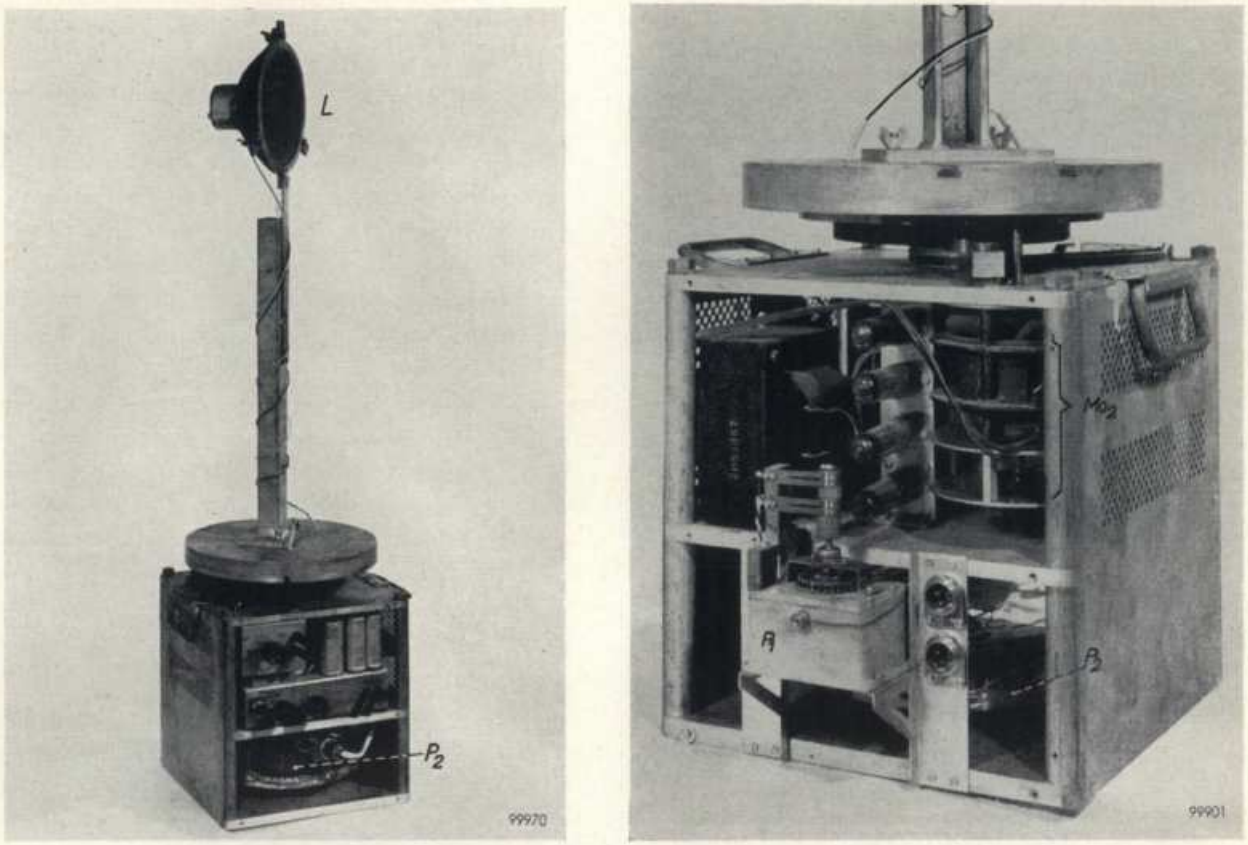


2000 Hz

3000 Hz

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023



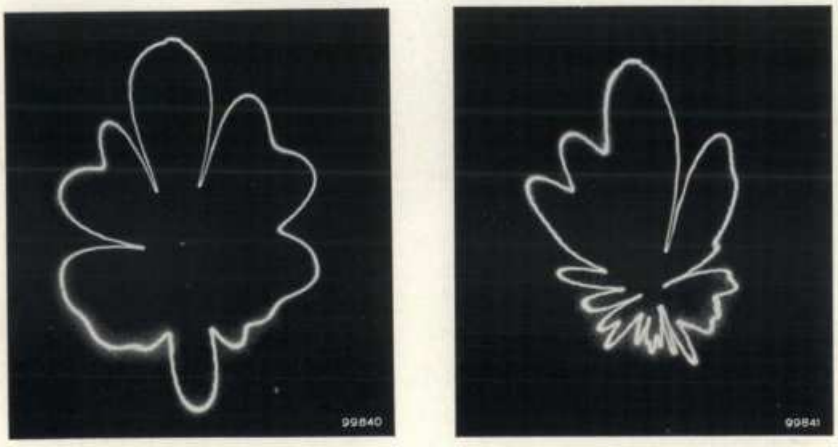
a *b*

Fig. 10. *a*) Mechanisme dat de te onderzoeken luidspreker *L* om een verticale as doet draaien ($^1/_3$ omw/s voor het opnemen van richtingsdiagrammen). P_2 potentiometer die nodig is voor het opnemen van rendementskrommen. *b*) Idem, van de andere zijde gezien. Hier is ook de vloeistofpotentiometer P_1 zichtbaar (vgl. fig. 8 en 9). Mo_2 aandrijvende motor.

(*5*, *6*), 90° uit elkaar en via sleepringen naar buiten gevoerd. Sluiten we tussen de platen *2* en *3* een in het midden geaarde batterij met spanning $2E$ aan, dan neemt de vloeistof in het symmetrievlak tussen de platen aardpotentiaal aan, en de spanningen van *5* en *6* ten opzichte van aarde verlopen volgens $E \sin \omega t$ resp. $E \cos \omega t$ (afgezien van een constante factor, die gelijk is aan de verhouding van de middellijn van de schijf tot de afstand tussen de koolplaten).

Leggen we deze twee spanningen aan de afbuigplaten van de oscillograaf, dan wordt op het scherm een cirkel beschreven, en bij variatie van de aangelegde gelijkspanning $2E$ gaat de cirkel over in een „gemoduleerde cirkel". Deze variërende gelijkspanning nu wordt in ons geval verkregen door de uitgangsspanning van de logaritmische versterker A_3 (fig. 8) gelijk te richten door middel van de detector *Det*.

Fig. 10a brengt het draaimechanisme in beeld, met een erop geplaatste luidspreker. In fig. 10*b* is de vloeistofpotentiometer (P_1) te zien. *Fig. 11* geeft enige voorbeelden van richtingsdiagrammen die met de beschreven installatie zijn opgenomen.



8000 Hz 16 000 Hz

Fig. 11. Richtingsdiagrammen, bij verschillende frequenties opgenomen aan een dubbelconusluidspreker type 9710 M (buitendiameter 216 mm), zonder kast of schermplaat.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

De logaritmische versterking is verkregen door in de eerste twee trappen van A_3 een pentode EBF 80 te gebruiken. Deze buis heeft de eigenschap dat de logaritme van de steilheid S, bij constante schermroosterspanning, bij benadering lineair afhangt van de stuurroosterspanning (*fig. 12*). Door

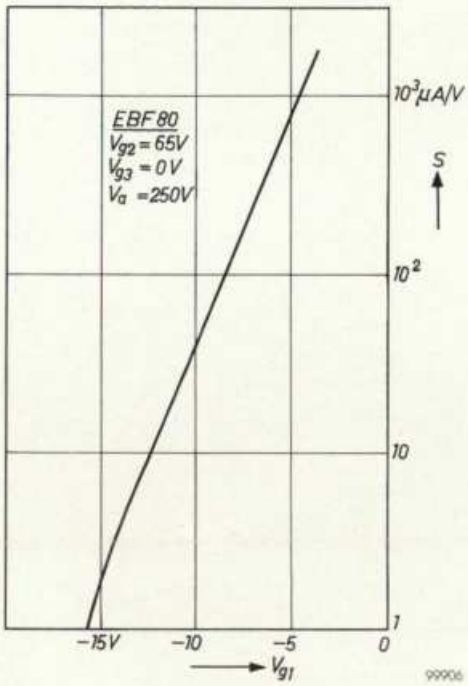


Fig. 12. Steilheid S (op logaritmische schaal) van de pentode EBF 80 als functie van de stuurroosterspanning V_{g1}, bij een schermroosterspanning van 65 V, een remroosterspanning van nul volt en een anodespanning van 250 V. De karakteristiek is nagenoeg recht, zodat S een vrijwel logaritmische functie van V_{g1} is.

gelijkrichting van het uitgangssignaal wordt een regelspanning verkregen die bij beide buizen EBF 80 dienst doet als negatieve voorspanning. Daardoor is de logaritme van de versterking vrijwel evenredig met de amplitude van het ingangssignaal, zodat de microfoonspanning op vrijwel logaritmische schaal wordt geregistreerd.

De detector *Det* bestaat uit twee tweefazige gelijkrichters; de ene levert een gelijkspanning die positief, de andere een die negatief ten opzichte van aarde is. De gelijkrichters zijn tweefazig met het oog op de rimpelspanning en het afvlakken. Enerzijds wenst men namelijk een voldoend kleine rimpelspanning, omdat deze op de modulatie van de cirkel een karteling superponeert, die men uiteraard zo gering mogelijk wil houden. Anderzijds is men beperkt in de tijdconstante van de afvlakking: een te grote tijdconstante zou maken dat de gelijkspanningen niet snel genoeg kunnen variëren, zodat het diagram aan detail zou verliezen. De maximaal toelaatbare tijdconstante is bepaald door het toerental van de luidspreker (hier $^1/_3$ omwenteling per seconde) en door de kleinste draaiingshoek waarbinnen het maximale drukverschil in het diagram nog redelijk goed zichtbaar moet zijn. Voor deze hoek is 5° gekozen. Daaruit volgt voor de maximaal toelaatbare tijdconstante: $(^5/_{360}) \times 3 = {}^1/_{24}$ s. Bij tweefazige gelijkrichting kan met deze vrij kleine tijdconstante voldoende afvlakking worden verkregen.

De oscillograaf

Zowel de overgangsverschijnselen als de richtingsdiagrammen worden zichtbaar gemaakt op twee parallelgeschakelde oscillograafbuizen. De ene dient als oscilloscoop en moet een zeer lange nalichttijd hebben, daar de tijd waarin een richtingsdiagram wordt beschreven, 3 seconden bedraagt. De andere buis doet dienst als men een diagram wil fotograferen en is daarom voorzien van een blauw lichtende fosfor met korte nalichttijd. De focussering en de helderheid van de twee buizen zijn afzonderlijk regelbaar. *Fig. 13* toont een foto van het oscillograafrek.

Bij het opnemen van richtingsdiagrammen hebben beide signaalspanningen een grondfrequentie van $\frac{1}{3}$ Hz. Daar wisselspanningsversterkers voor het onvervormd weergeven van spanningen met zulke lage frequenties onpraktisch grote *RC*-waarden vergen, zijn gelijkspanningsversterkers

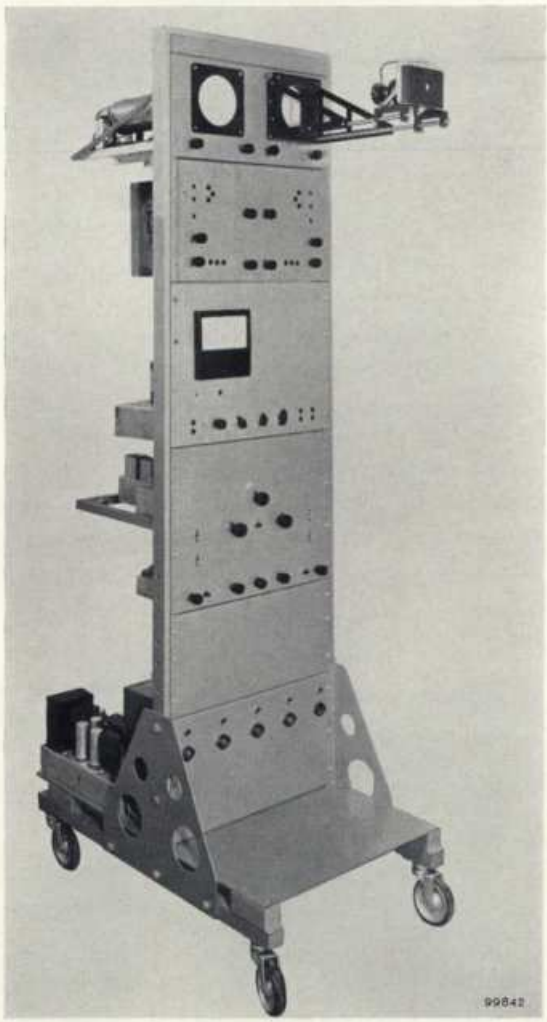


Fig. 13. Rek met de twee oscillograafbuizen en bijbehorende apparatuur. De linkerbuis dient als oscilloscoop en heeft een wit lichtende fosfor met lange nalichttijd. De rechterbuis wordt gebruikt als men diagrammen wil fotograferen en heeft een blauw lichtende fosfor met korte nalichttijd.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

gebruikt. Hieronder volgen enige gegevens van deze versterkers:

Versterking . . . . . 2000 ×,
± 1 dB van 0 tot 20 kHz,
± 3 dB tot 50 kHz.
Max. uitgangspanning . 60 V.
Vervorming . . . . . < 2%.
Ingangsimpedantie . . ca. 0,5 MΩ.

Het bestuderen van uitslingeringen vereist een zaagtandvormige tijdasspanning van zeer lage frequentie. Voor een goed overzicht moet namelijk ten minste één volledige sinustrein (incl. de tussenruimte) zichtbaar gemaakt kunnen worden. Deze tijd kan tot 64 periodes van de gebruikte audiofrequentie omvatten. Bij de laagste audiofrequentie (20 Hz) moet de laagste tijdasfrequentie dus $^{20}/_{64} \approx 0{,}3$ Hz bedragen. In de generator van de tijdasspanning wordt de schakeling van Miller gebruikt in combinatie met een transitron [6]). Hiermee kan men een lineaire zaagtandspanning van zeer lage frequentie opwekken zonder dat een hoge voedingsspanning en grote capaciteiten nodig zijn. De zaagtandspanning wordt versterkt door een van de zoëven genoemde gelijkspanningsversterkers.

Het registreren van het rendement als functie van de frequentie

Het rendement η van een luidspreker is de verhouding van het uitgestraalde geluidsvermogen W_0 tot het opgenomen elektrische vermogen W_i. Laatstgenoemde grootheid is de som van W_0 en de verliezen, zoals het elektrische verlies I^2R in de spoel en de mechanische verliezen in de centrering en in de rand van de conus. De meeste luidsprekers hebben in de buurt van 500 Hz een rendement van slechts enkele % [7]); de verliezen zijn daar dus veel groter dan W_0, en verreweg het grootste aandeel in de verliezen wordt gevormd door I^2R. Het is gebruikelijk, de rendementsmeting gemakshalve te doen met constante stroom I, en W_i in eerste benadering als identiek met I^2R te beschouwen, hoewel dit in drie opzichten onjuist is:

1) men verwaarloost de andere verliezen ten opzichte van I^2R,
2) men verwaarloost W_0 ten opzichte van I^2R,
3) men houdt er geen rekening mee dat R van de frequentie afhangt.

Deze fouten worden echter pas van enig belang bij frequenties vanaf ca. 1000 Hz, vooral doordat dan de ijzerverliezen (of, als de luidspreker is voorzien van een kortsluitring, de koperverliezen in deze ring) niet meer verwaarloosbaar ten opzichte van I^2R zijn. Men moet dan als functie van de frequentie een correctie op de geregistreerde kromme aanbrengen. Deze correctie brengt de extraverliezen en (in het gebied van enige kHz) ook het uitgestraalde vermogen in rekening. Op het bepalen van de correctiekromme — dat door middel van de zg. drievoltmetermethode kan gebeuren — zullen wij hier niet ingaan.

Beschouwen we nu de wijze waarop het uitgestraalde geluidsvermogen W_0 kan worden bepaald. We onderstellen dat de as van de luidspreker een as van rotatiesymmetrie is. De geluidsintensiteit op een afstand r van de luidspreker en in een richting α ten opzichte van de as noemen we $I(\alpha)$. Het vermogen dW_0 dat tussen de richtingen α en $\alpha + d\alpha$ wordt uitgestraald (zie *fig. 14*), is dan:

$$dW_0 = I(\alpha) \times 2\pi r \sin\alpha \times r\, d\alpha.$$

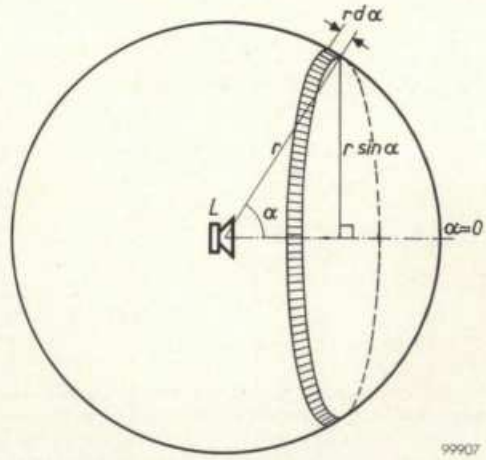


Fig. 14. In het geval van rotatiesymmetrie om de as $\alpha = 0$ van de luidspreker L heerst in elk punt van het gearceerde bolsegment de geluidsintensiteit $I(\alpha)$. De oppervlakte van het segment bedraagt $(2\pi r \sin\alpha) \times r\, d\alpha$. Het op het segment vallende geluidsvermogen is $I(\alpha) \times 2\pi r^2 \sin\alpha\, d\alpha$. Door deze uitdrukking over α te integreren (zie verg. 1), vinden we het totale uitgestraalde geluidsvermogen W_0.

Voor $I(\alpha)$ kunnen we schrijven: $P^2(\alpha)/\varrho c$, als $P(\alpha)$ de effectieve waarde van de geluidsdruk op afstand r in een richting α is, ϱ de dichtheid van de lucht en c de geluidssnelheid in lucht. dW_0 wordt nu:

$$dW_0 = \frac{2\pi r^2}{\varrho c} P^2(\alpha) \sin\alpha\, d\alpha.$$

Het totale uitgestraalde vermogen W_0 is derhalve:

$$W_0 = \frac{2\pi r^2}{\varrho c} \int_0^{\pi} P^2(\alpha) \sin\alpha\, d\alpha. \quad . \; . \quad (1)$$

Beschikt men over het richtingsdiagram van de luidspreker bij verschillende frequenties, dan zou men W_0 bij deze frequenties kunnen afleiden uit de omsloten oppervlakte van het diagram dat men verkrijgt door in het richtingsdiagram de voer-

[6]) Zie b.v. F. Kerkhof en W. Werner, Televisie, Philips' Technische Bibliotheek, 1951, blz. 149 e.v.
[7]) J. de Boer, Het rendement van luidsprekers, Philips techn. T. 4, 313-319, 1939.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

stralen met $\sqrt{|\sin\alpha|}$ te vermenigvuldigen. Door planimetreren is deze oppervlakte te bepalen. Dit is echter een omslachtige methode, vooral als men het rendement wil kennen bij een reeks van frequenties.

In beginsel zou men W_0 kunnen meten door in een cirkel om de luidspreker heen een zeer groot aantal meetmicrofoons op te stellen; door de microfoonspanningen te kwadrateren en met de bijbehorende waarde van $|\sin\alpha|$ te vermenigvuldigen, en de uitkomsten bij elkaar op te tellen, vindt men bij benadering de waarde van de integraal in (1). De grote kosten van de talrijke microfoons (condensatormicrofoons!) maken echter ook deze methode weinig aantrekkelijk.

In *fig. 15* is een methode geschetst waarbij men met slechts één meetmicrofoon kan volstaan en

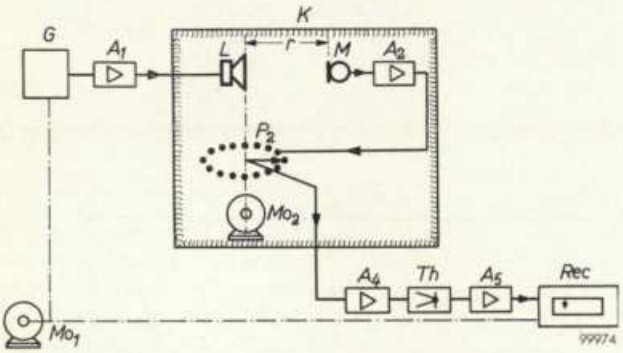


Fig. 15. Opstelling voor het registreren van het rendement van een luidspreker als functie van de frequentie. *L* onderzochte luidspreker, over balansversterker A_1 gevoed uit toongenerator *G*. *K* dode kamer. *M* microfoon. A_2 microfoonversterker. P_2 draaiende potentiometer, waarvan de arm, evenals de luidspreker, door het motortje Mo_2 wordt rondgedraaid (ca. 3 omw/s); de potentiometerverhouding is $\sqrt{|\sin\alpha|}$. A_4 versterker. *Th* thermokruis. A_5 gelijkspanningsversterker. *Rec* schrijver. Het motortje Mo_1 maakt dat de frequentie f van de toongenerator in ca. 5 minuten het gehele audiogebied doorloopt en dat tegelijk het papier van de schrijver dienovereenkomstig voortschuift.

waarmee het mogelijk is, het rendement direct als functie van de frequentie te registreren. De microfoon is opgesteld in een dode kamer en ervóór draait de luidspreker eenparig om een verticale as. De hoek α tussen de geometrische as van de luidspreker en de vaste verbindingslijn luidspreker-microfoon doorloopt dus periodiek alle waarden van 0 tot 2π. Op de uitgang van de microfoonversterker is een potentiometer P_2 aangesloten, waarvan de arm met de luidspreker mee draait en die zo is gedimensioneerd dat de potentiometerverhouding gelijk is aan $\sqrt{|\sin\alpha|}$. De constructie van deze potentiometer, die volkomen kraakvrij moet zijn, blijkt uit *fig. 16*; zie ook fig. 10*a* en *b*. De uitgangsspanning van de potentiometer wordt toegevoerd aan een versterker waarop een thermokruis is aangesloten. De gelijkspanning die het thermokruis levert, wordt na

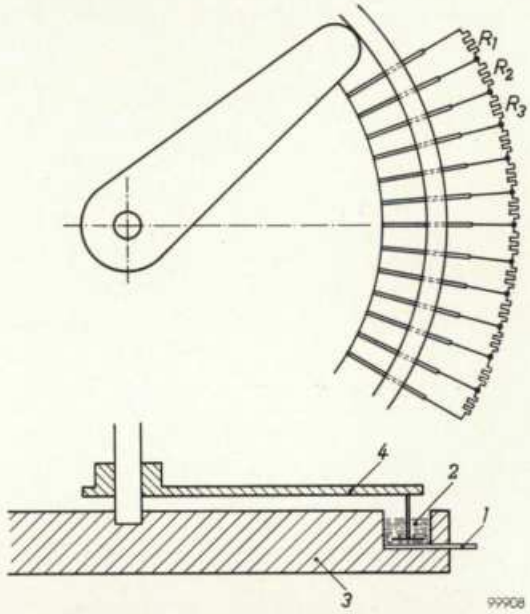


Fig. 16. Constructie van de draaiende potentiometer P_2 (fig. 15). R_1, R_2, . . . vaste weerstanden met zodanige waarden dat de potentiometerverhouding $\sqrt{|\sin\alpha|}$ is. De aftakkingen worden gevormd door 72 lamellen *1*, die langs de ringvormige groef *2* in de isolerende plaat *3* zijn bevestigd. De groef is gevuld met een geleidende vloeistof (ethyleenglycol). De draaiende arm *4* raakt de lamellen niet, maar maakt elektrisch contact met de nabije lamellen door de vloeistof heen. Deze constructie garandeert volkomen vrijheid van „kraken". De weerstandswaarden *R* zijn zo laag gekozen dat de geleiding tussen opeenvolgende lamellen via de vloeistof verwaarloosbaar is ten opzichte van de geleiding door *R*. De vrij hoge overgangsweerstand tussen de arm en de lamellen is geen bezwaar, omdat er geen stroom wordt afgenomen.

versterking geregistreerd op een strook papier. De voortbeweging van het papier is gekoppeld met het draaien van de condensator van de toongenerator, waarop via de balansversterker de luidspreker is aangesloten, evenals bij het opnemen van de frequentiekarakteristiek (zie boven). De versterker tussen de toongenerator en de luidspreker werkt hier met stroomtegenkoppeling; bij het doorlopen van het frequentiegebied blijft dus de stroom door de luidspreker vrijwel constant.

Dat de uitslag van de schrijver evenredig is met het uitgestraalde vermogen — zodat direct het rendement als functie van de frequentie wordt geregistreerd — is globaal als volgt in te zien. Er gelden namelijk de volgende evenredigheden:

microfoonspanning . . . . . $\sim P(\alpha)$,
ingangsspanning potentiometer . . $\sim P(\alpha)$,
uitgangsspanning potentiometer . $\sim P(\alpha)\sqrt{|\sin\alpha|}$,
wisselstroom thermokruis . . . . $\sim P(\alpha)\sqrt{|\sin\alpha|}$,
gelijkspanning thermokruis . . . $\sim P^2(\alpha)\,|\sin\alpha|$.

$P^2(\alpha)\sin\alpha$ komt in (1) onder het integraalteken voor. De integratie over α van 0 tot π komt tot stand door het draaien van de luidspreker. De thermische traagheid van het thermokruis zorgt ervoor dat de verkregen gelijkspanning evenredig is met het

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

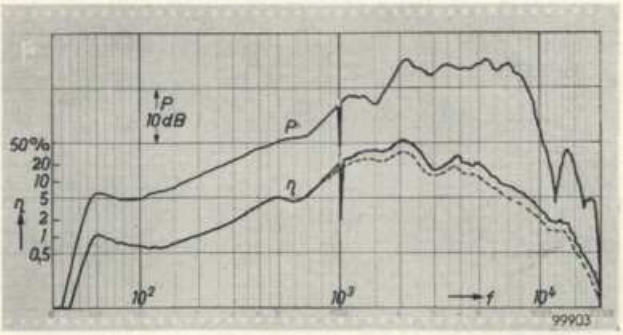


Fig. 17. Rendement η (op logaritmische schaal), opgenomen met de opstelling van fig. 15; gestippeld: na correctie voor de andere verliezen dan I^2R en voor het uitgestraalde vermogen. Het opnemen duurt ca. 5 minuten. Ter vergelijking is van dezelfde luidspreker de frequentiekarakteristiek (P) ingetekend.

gemiddelde kwadraat der effectieve waarde van de wisselstroom (de effectieve waarde varieert immers met α). Voorwaarde is verder dat de frequentie tijdens één omwenteling van de luidspreker maar weinig verandert. *Fig. 17* geeft een voorbeeld van een opgenomen rendementskromme. Het opnemen duurt ca. 5 minuten.

Wanneer de luidspreker een hoek α ten opzichte van de richting waarin de microfoon zich bevindt, is gedraaid, bedraagt de ogenblikswaarde $p(\alpha)$ van de geluidsdruk bij de microfoon:

$$p(\alpha) = P(\alpha)\sqrt{2}\sin(2\pi ft + \varphi).$$

Hierin is f de geluidsfrequentie en φ een fazehoek.

De gevoeligheid van de microfoon, inclusief de microfoonversterker A_2, noemen we s. De uitgangsspanning v_2 van A_2 is dan:

$$v_2 = s\,P(\alpha)\sqrt{2}\sin(2\pi ft + \varphi).$$

De draaiende potentiometer introduceert een factor $\sqrt{|\sin\alpha|}$. Zijn uitgangsspanning, v_p, is dus:

$$v_p = s\,P(\alpha)\sqrt{2\,|\sin\alpha|}\sin(2\pi ft + \varphi).$$

Het thermokruis produceert een gelijkspanning E_{th} die evenredig is met het over een halve omwenteling gemiddelde kwadraat van de effectieve waarde van v_p. Noemen we de evenredigheidsfactor ϑ, dan is dus:

$$E_{th} = \frac{\vartheta}{\pi}\int_0^\pi v_p^2\,d\alpha = \frac{2\vartheta s^2}{\pi}\int_0^\pi P^2(\alpha)\sin\alpha\sin^2(2\pi ft+\varphi)\,d\alpha. \quad (2)$$

Nu is

$$\sin^2(2\pi ft+\varphi) = \frac{1-\cos 2(2\pi ft+\varphi)}{2}.$$

Hiermee gaat (2) over in:

$$E_{th} = \frac{\vartheta s^2}{\pi}\int_0^\pi P^2(\alpha)\sin\alpha\,d\alpha - \frac{\vartheta s^2}{\pi}\int_0^\pi P^2(\alpha)\sin\alpha\cos 2(2\pi ft+\varphi)\,d\alpha.$$

Het is gemakkelijk in te zien dat de laatste integraal ongeveer nul zal zijn. Immers, zelfs de laagste audiofrequentie f (20 Hz) is nog hoog in vergelijking met het aantal omwentelingen dat de luidspreker per seconde maakt, nl. 3; dit betekent dat tijdens een halve omwenteling ($\alpha = 0 \rightarrow \pi$) de factor $\cos 2(2\pi ft+\varphi)$ vele malen tussen $+1$ en -1 heen-en-weer slingert en zodoende de uitkomst van de integraal vrijwel nul maakt. Dit geldt ook indien f gedurende een halve omwenteling geleidelijk toeneemt. Met goede benadering blijft dus alleen de eerste ntegraal over:

$$E_{th} \approx \frac{\vartheta s^2}{\pi}\int_0^\pi P^2(\alpha)\sin\alpha\,d\alpha.$$

In combinatie met (1) volgt hieruit:

$$W_o \approx \frac{2\pi r^2}{\varrho c}\frac{\pi}{\vartheta s^2}E_{th} = \frac{2\pi^2 r^2}{\varrho c\vartheta s^2}E_{th},$$

waarmee de bij benadering geldende evenredigheid van W_o met E_{th} is bewezen.

In de bovenstaande afleiding is stilzwijgend aangenomen dat het golffront bolvormig is. Is het niet bolvormig, dan zal in het algemeen de bijdrage van de tweede integraal in (2) minder klein zijn. Men kan echter berekenen dat voor een dipool — en als zodanig kan men een luidspreker bij lage frequenties beschouwen — die 2 omwentelingen per seconde maakt, bij $f = 80$ Hz de bijdrage van de tweede integraal kleiner dan 1% is.

Andere methodes voor het meten van W_o

Wij willen hier in het kort nog twee andere methodes voor het meten van W_o vermelden.

De ene vertoont analogie met het meten van de lichtstroom van een lichtbron in een bol van Ulbricht: luidspreker en meetmicrofoon worden geplaatst in een akoestisch „hard" vertrek (reflecterende wanden), zodanig dat de directe straling van de luidspreker naar de microfoon verwaarloosbaar is. Doordat de golflengten van het geluid relatief groot zijn, moet men vrij gecompliceerde middelen aanwenden om het optreden van staande golven te verhinderen en een voldoend diffuse verdeling van het geluid tot stand te brengen. Hierover is al eens in dit tijdschrift geschreven [8]).

De andere methode voor het meten van W_o is uitgewerkt bij de British Broadcasting Corporation [9]). Evenals onze methode, laat men daar een potentiometer met de luidspreker mee draaien, doch de potentiometerverhouding is hier $|\sin\alpha|$. Verder gebruikt men een (enigszins gewijzigde) kilowattuurmeter. Aan de stroomspoel van deze meter wordt toegevoerd een stroom die evenredig is met de microfoonspanning, dus met $P(\alpha)$, en aan de spanningsspoel een van de potentiometer betrokken spanning, die evenredig is met $P(\alpha)|\sin\alpha|$. Volgens het principe van de kilowattuurmeter is dan het aantal omwentelingen dat de schijf van deze meter per seconde maakt, evenredig met $P^2(\alpha)|\sin\alpha|$. De integratie over α van 0 tot π komt weer tot stand door het draaien van de luidspreker. Daar de kilowattuurmeter alleen betrouwbaar werkt bij frequenties van ca. 50 Hz, moet de microfoonspanning eerst worden gelijkgericht en de zo verkregen gelijkspanning worden omgezet in een wisselspanning van 50 Hz. Voor registratie is de methode niet geschikt.

IJking

Er rest nu nog, aan te geven hoe de schaal van de schrijver in milliwatts wordt geijkt.

[8]) R. Vermeulen, Het onderzoek van luidsprekers, Philips techn. T. 4, 371-380, 1939, in het bijzonder blz. 378 e.v.

[9]) A. Gee en D. E. L. Shorter, An automatic integrator for determining the mean spherical response of loudspeakers and microphones, B.B.C. Engng. Div. Monogr. no. 8, aug. 1956.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

We maken de meetmicrofoon los van de versterker A_2 (fig. 15) en sluiten de ingang van A_2 aan op een toongenerator en een millivoltmeter. Bij draaiende potentiometer P_2 kan nu de evenredigheidsfactor β tussen het kwadraat van de ingangsspanning V_i van A_2 en de uitslag x van de schrijver worden bepaald:

$$x = \beta V_i^2 . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (3)$$

De gevoeligheid s_m van de meetmicrofoon is bekend, d.i. de evenredigheidsfactor tussen de geluidsdruk P en de spanning V_i:

$$V_i = s_m P . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (4)$$

Er ontbreekt nu nog slechts de schakel die het verband geeft tussen de geluidsdruk P en het door de luidspreker uitgestraalde vermogen W_0. Dit verband is te berekenen voor een puntvormige geluidsbron. Straalt deze een vermogen W_0 uit (gelijkmatig over alle richtingen verdeeld), dan is, op een afstand r van de bron, de geluidsintensiteit $I = W_0/4\pi r^2$, en de aldaar heersende geluidsdruk P hangt samen met I volgens $I = P^2/\varrho c$. Dus:

$$P^2 = \frac{\varrho c}{4\pi r^2} W_0 . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (5)$$

Uit (3), (4) en (5) volgt:

$$W_0 = \frac{4\pi r^2}{\varrho c\, s_m^2 \beta} x . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (6)$$

In (6) zijn de volgende grootheden bekend:

r = afstand van luidspreker tot microfoon,
ϱ = dichtheid van de lucht (1,2 kg/m³ bij 1 atm druk en 22 °C),
c = geluidssnelheid (345 m/s bij 22 °C),
s_m = gevoeligheid van de meetmicrofoon, en
β = gemeten verhouding tussen x en V_i^2,

zodat de evenredigheidsfactor tussen W_0 en x kan worden berekend.

Tot slot zij nog opgemerkt dat de beschreven apparatuur mutatis mutandis ook kan dienen voor analoge metingen aan andere objecten dan luidsprekers. Zo zijn b.v. de frequentiekarakteristiek en de overgangsverschijnselen van versterkers en de richtingsdiagrammen van microfoons, lichtbronnen en kortegolfantennes zonder principiële wijziging van de beschreven apparatuur op te nemen.

Samenvatting. De ter sprake komende meetmethodes voor luidsprekers betreffen het registreren van de geluidsdruk, de elektrische impedantie en het rendement als functie van de frequentie (20-20 000 Hz) op een strook papier, en het op een katodestraaloscillograaf zichtbaar maken van de richtingsdiagrammen bij verschillende frequenties en van het uitslingeren bij plotselinge onderbreking van het elektrische signaal. Tevens kan de resonantiefrequentie worden bepaald. Bij de meeste metingen zijn de luidspreker en een meetmicrofoon (condensatormicrofoon) opgesteld in een akoestisch dode kamer. Voor het opnemen van de richtingsdiagrammen en de rendementskromme draait de luidspreker om een verticale as. Het opnemen van de rendementskromme duurt ca. 5 minuten.

OVERZICHT VAN RECENTE WETENSCHAPPELIJKE PUBLIKATIES DER N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN

Van deze publikaties, voor zover niet met een sterretje * gemerkt, verstrekt de Administratie van Philips' Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven, op aanvraag overdrukken.

2684: F. C. de Ronde: Schwinger's variational principle applied to the calculation of the radiation resistance and radiation reactance of a linear antenna in a waveguide of rectangular cross-section (Commun. Congrès int. Circuits et Antennes Hyperfréquences, Parijs 21-26 okt. 1957, deel 1 (suppl. Onde électr. **38**, no. 376 bis), blz. 95-98, 1958).

Bij de berekening van de stralingsimpedantie van een antenne heeft men tot heden langs de antenne steeds een sinusvormige stroomverdeling aangenomen. De aldus berekende impedantie wijkt echter af van de experimenteel bepaalde waarde. Dit was de aanleiding om een andere rekenwijze te proberen, die gebaseerd is op het variatieprincipe van Schwinger. Hoewel bij deze berekening slechts twee termen van de fourierontwikkeling voor de stroomverdeling in aanmerking zijn genomen, zijn de resultaten toch beter dan die van de oude rekenwijze.

2685: F. C. de Ronde: A simple component for impedance measurements at cm and mm waves: the direct-reading variable impedance (Commun. Congrès int. Circuits et Antennes Hyperfréquences, Parijs 21-26 okt. 1957, deel 1 (suppl. Onde électr. **38**, no. 376 bis), blz. 294-295, 1958).

Voor impedantiemetingen in het cm-gebied gebruikt men gewoonlijk meetleidingen waarin staande golven optreden, die met sonden worden afgetast.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Het is echter constructief bezwaarlijk dergelijke meetleidingen ook voor het mm-gebied te gebruiken; men kan gemakkelijker een brugmethode met een variabele standaardimpedantie gebruiken. De auteur heeft voor dit doel zulk een impedantie geconstrueerd. Deze bestaat uit twee absorberende wiggen (één die vaststaat, en een tweede die draaibaar is) die zich in een ronde golfpijp bevinden. Bij de metingen wordt de impedantie gebruikt in combinatie met een dubbel T-stuk. Modulus en argument van de reflexiecoëfficiënt van de instelbare impedantie kunnen onafhankelijk van elkaar worden ingesteld met een nauwkeurigheid van een paar procent. Er zijn variabele standaardimpedanties vervaardigd voor golflengten van 3 cm, 8 mm en 4 mm (en later ook voor 2 mm; hierover zal binnenkort een artikel in Philips techn. T. verschijnen).

2686: G. Ahsmann en H. J. Oskam: Impedance and recovery time of glow discharges in mixtures of rare gases (J. appl. Phys. **29**, 1768, 1958, no. 12).

Metingen van de impedantie van een serie edelgasontladingen (13,7 mm Hg, 3,5 mA) met behulp van een wisselstroombrug volgens Wagner bij frequenties van 100 tot 15 000 Hz. Uit de metingen werden de karakteristieke grootheden, namelijk de zelfinductie en de differentiaalweerstand berekend. De resultaten kloppen goed met een door Chr. van Geel opgestelde theorie. Toevoeging van enige procenten van een ander edelgas, met een kleine ionisatiespanning, vermindert de modulus van de impedantie aanzienlijk. Van dit verschijnsel wordt een verklaring gegeven. De invloed die het toegevoegde edelgas heeft op de hersteltijd van de gasontlading zal in een latere publikatie worden behandeld.

2687: B. Verkerk: Autoradiographic study of the influence of chlorine on semi-conducting alumina layers (Radioisotopes in scientific research; verslag van de in sept. 1957 onder auspiciën van de UNESCO te Parijs gehouden conferentie, Pergamon Press, Londen, New York en Parijs 1958, redactie R. C. Extermann, deel 1, blz. 503-515).

De aanwezigheid van een weinig chloor in een elektrolyt heeft een funeste uitwerking op de isolatie-eigenschappen van aluminiumoxydelagen die door anodische oxydatie zijn gevormd. Om het werkingsmechanisme van het chloor te bestuderen, werd door middel van autoradiografische opnamen onderzocht of chloor in dergelijke ontaarde oxydelagen aanwezig was en hoe het hierin was verdeeld. Er bestaat een theorie waarbij wordt aangenomen dat het elektronengeleidingsvermogen van de ontaarde laagjes ertoe leidt dat de zuurstof in het oxyde gedeeltelijk wordt vervangen door chloor; dit zou een verandering in de bindingstoestand van een gedeelte van het aluminium tot gevolg hebben. Deze theorie wordt door de experimenten niet gestaafd. De gevonden verdelingen wijzen op het bestaan van fouten in de oxydelaag, die in bepaalde punten van de laag of langs de grenzen van de metaalkristallieten optreden als gevolg van segregatie van onzuiverheden. Voor enige geadsorbeerde kationen werden identieke verdelingen gevonden. Uit de verkregen resultaten, en tevens uit die van enkele Franse onderzoekers, komt men tot de conclusie dat men de oorzaak van de corrosie van het geanodiseerde aluminium door chloor moet zoeken in de aanwezigheid van onzuiverheden in het metaal.

2688: H. B. G. Casimir: Gronden van zekerheid in de exacte wetenschappen (Koninklijke Nederlandsche Akademie van Wetenschappen 1808-1958, Noord-Holl. Uitg. mij., Amsterdam 1958, blz. 93-101).

In deze filosofische beschouwingen over de zekerheid die men toeschrijft aan door natuurwetenschappelijk onderzoek verkregen resultaten, worden voorbeelden uit andere gebieden van het menselijke geestesleven en uit de historische ontwikkeling ter vergelijking aangevoerd. Ook de natuurwetenschappelijke zekerheid blijkt niet absoluut, ze wordt beperkt door de speciale hypothesen van een theorie of door de omstandigheden waaronder een experiment wordt uitgevoerd.

2689 en **2690:** resp. Franse en Engelse vertaling van no. **2688**.

2691: T. Kralt: Ionylamines, III. Catalytic hydrogenation of ionones in the presence of ammonia or amines and the determination of the position of the $>C=C<$ bond in dihydro-α-, dihydro-β- and tetrahydro-ψ-ionylamines (Rec. Trav. chim. Pays-Bas **77**, 990-1003, 1958).

Reactiekinetische onderzoekingen aan gehydreerde ionylaminen, die krampopheffend werken. De synthese van de bedoelde stoffen is beschreven in no. **2584** en no. **2585.** Het verloop van de H_2-absorptie bij katalytische hydrogenering van α-, β- en ψ-ionon in aanwezigheid van ammonia of aminen werd bestudeerd. Door analyse van de reactieprodukten na opneming van 1 tot 4 mol H_2, vergelijking van de ultraviolette spectra en bepaling van het reactieprodukt van de oxydatie van tetrahydro-

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

ψ-ionon, kon de plaats van de dubbele binding tussen C-atomen in de onderzochte ionylaminen worden vastgesteld.

2692: J. H. Uhlenbroek en J. D. Bijloo: Investigations on nematicides, I. Isolation and structure of a nematicidal principle occurring in Tagetes roots (Rec. Trav. chim. Pays-Bas **77**, 1004-1009, 1958, no. 11).

Uit de wortels van Tagetes (afrikaantjes) konden enige stoffen worden geïsoleerd die zeer werkzaam bleken tegen nematoden (bodemaaltjes). De stoffen zijn polythiënylen. Door vergelijking met een langs synthetische weg bereid authentiek monster, werd een der stoffen geïdentificeerd als α-terthiënyl.

2693: J. P. L. Bots: Investigations on sterols, XI. Preparation of 13α-androstene derivatives (Rec. Trav. chim. Pays-Bas **77**, 1010-1017, 1958).

In deze elfde mededeling over een onderzoek aan sterolen wordt beschreven hoe uit androst-5-een-3β-ol-17-on, door bestraling met ultraviolet ($\lambda > 280$ nanometer), 13α-androst-5-een-3β-ol-17-on werd verkregen. Er zijn voldoende argumenten om aan te nemen dat werkelijk de genoemde stof ontstond. De stof kon ook omgezet worden in een mengsel van de twee C_{17}-epimeren van 13α-androst-4-een-17-ol-3-on, welke stoffen beide in zuivere vorm konden worden verkregen.

2694: F. Brücke, G. Hertting, H. D. Moed en J. van Dijk: Über eine neue Adrenalincarbonsäure und einige ihrer Derivate (Biochem. Pharmacol. **1**, 221-231, 1958).

De auteurs beschrijven de synthese van het adrenalinecarbonzuur N-[2-(3:4-dihydroxyfenyl)-2-hydroxyethyl]glycine, voorts van enige alifatische esters van dit zuur en van enige esters van derivaten. De farmacologische eigenschappen dezer stoffen, met name hun invloed op bloeddruk, hartfrequentie en bronchiale krampen, werden onderzocht door middel van proeven op dieren. De alifatische esters blijken een soortgelijke werking te hebben als isopropyl-noradrenaline. Scheiding van het carbonzuur van het adrenaline met behulp van papierchromatografie gelukte niet volledig; enzymatische decarboxylering volgens Warburg bleek niet mogelijk.

2695: H. G. Beljers: Ferrite isolators in the 8-9 mm wave band (Commun. Congrès int. Circuits et Antennes Hyperfréquences, Parijs 21-26 okt. 1957, deel 2 (suppl. Onde électr. **38**, no. 376 ter), 647-648, 1958).

Beschrijving van twee typen richtingsisolatoren voor het golflengtegebied om 8 mm. De ene berust op toepassing van magnetische draaiing van het polarisatievlak (Faraday-effect). De gereflecteerde energie wordt gedissipeerd in een derde golfgeleider (naast in- en uitgang) met aangepaste belasting. Bij de andere richtingsisolator wordt gebruik gemaakt van gyromagnetische resonantie in een dunne strip ferriet, waartoe een transversaal magneetveld nodig is. Gebruikt men gewone magnetisch zachte ferrieten, dan zijn bij golflengten van 8 à 9 mm zeer sterke magneetvelden, van 10^6 A/m (12 000 Oe) nodig. Door toepassing van magnetisch harde, nl. gerichte anisotrope, ferrieten, met een geschikt gekozen mate van anisotropie, komt men met aanzienlijk zwakkere velden of zelfs zonder veld uit. De zo verkregen richtingsisolatoren zijn zeer eenvoudig van constructie; zij hebben echter een dempingsverhouding die minder gunstig is dan die welke op het Faraday-effect berusten.

2696: H. C. Hamaker: Attributenkeuring in theorie en praktijk (Statistica neerl. **13**, 37-58, 1959, no. 1).

In de theorie van steekproefschema's, gebruikt voor het keuren bij massaproduktie, wordt onderzocht in hoeverre het resultaat van de steekproeven uitsluitsel geeft over de gehele partij, en tevens welk schema het beste is van wiskundig, economisch en praktisch standpunt. Dit artikel bevat een overzicht van de huidige stand van theorie en praktijk der steekproefkeuringen. De theoretische grondslagen worden kort samengevat. Daarna worden de overwegingen genoemd die tot de verschillende steekproefschema's en -tabellen hebben geleid. Ook de factoren die bij de keuze van een systeem een rol spelen, komen ter sprake. Verder worden besproken: de economische zijde van de keuze van een schema, de invloed van de verdeling van het uitvalpercentage over de partijen, het verband tussen partijgrootte en steekproefgrootte en enige bestaande steekproeftabellen. Ten slotte worden mogelijkheden genoemd om de praktijk der partijkeuring verder te verbeteren. Een der conclusies is dat een constante steekproefgrootte (onafhankelijk van de partijgrootte) uitgesproken voordelen heeft.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!